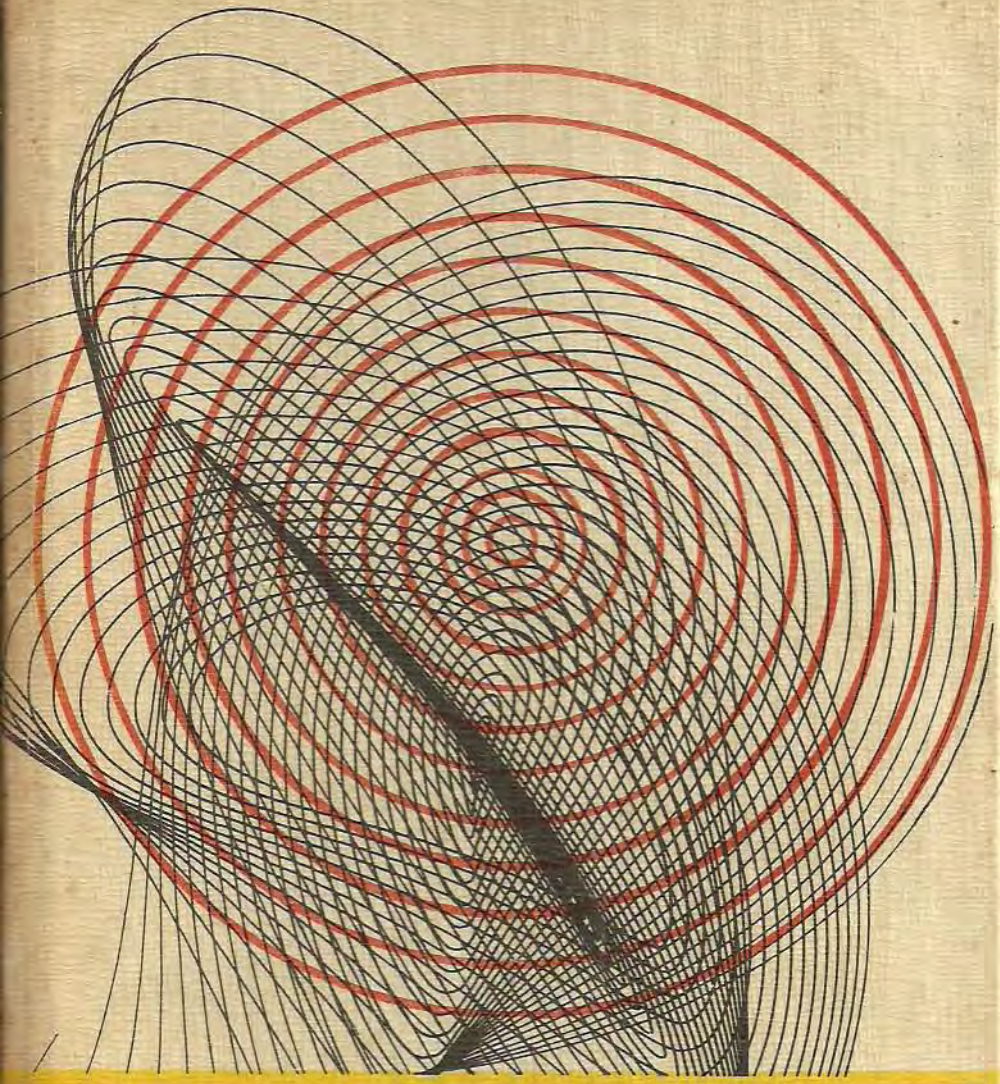


COSTICĂ LEȘU

RADIORECEPTOARE PENTRU RADIOAMATORI

COSTICĂ LEȘU

RADIORECEPTOARE PENTRU RADIOAMATORI

Coperta : SIMONA POP

COSTICĂ LEȘU

RADIORECEPTOARE PENTRU RADIOAMATORI
CU TUBURI ELECTRONICE
CU TRANZISTORI

EDITURA SPORT-TURISM
BUCUREȘTI, 1981

Redactor GH. DEREVENCU
Tehnoredactor I. PETRE

Bun de tipar 6.VII.1981
Coli de tipar 22,25
Comanda nr. 411

Întreprinderea poligrafică „Oltenia"
Craiova, str. Mihai Viteazul nr. 4

Republica Socialistă România

Partea I

RADIORECEPTOARE CU TUBURI ELECTRONICE

Capitolul 1

RADIORECEPTOARE CU TUBURI ELECTRONICE PENTRU UL; UM; US

1.1. **Caracteristicile principale ale aparatelor de radiorecepție.**

a. Sensibilitatea reprezintă capacitatea receptorului de a da o audiție de intensitate normală pentru semnale de intrare cît mai mici. Ea depinde de valoarea amplificării totale care se realizează în receptor (de numărul de etaje folosite). De regulă, sensibilitatea se apreciază prin tensiune la bornele de antenă, necesară pentru a obține în difuzor o anumită putere.

Sensibilitatea variază atît în interiorul gamei de undă cît și de la o gamă de undă la alta, aceasta deoarece circuitul de intrare și cel al amplificatorului de înaltă frecvență sînt realizate cu acord variabil și deci factorul de transfer al tensiunii circuitului de intrare și al amplificatorului de înaltă frecvență este și el variabil.

În practică, se caută a se menține constantă sensibilitatea în gamă, luîndu-se o serie de măsuri, precum: la receptoare care nu au amplificare de radiofrecvență se realizează la circuitul de intrare un cuplaj mixt capacitiv-inductiv cu antena, obținînd astfel un factor de transfer al tensiunii aproape constant în gamă, iar la receptoarele care au amplificare de radiofrecvență se realizează variații de sens invers în gamă ale factorului de transfer al tensiunii circuitului de intrare.

Cînd se apreciază sensibilitatea se convine să se aplice receptorului un semnal de înaltă frecvență modulat în amplitudine, cu frecvența audio de 400 Hz și grad de modulație „m" egal cu 40%.

b. Puterea de ieșire sau nominală este cea mai mare putere audio pe care o poate reproduce radioreceptorul cu distorsiuni de neliniaritate maxim admisibile.

Puterea standard la ieşire pentru majoritatea radioreceptoarelor folosite azi este de 50 mW.

c. Selectivitatea receptorului caracterizează capacitatea acestuia de a separa semnalele staţiei dorite, cu frecvenţă bine determinată, de semnalele altor staţii.

În cazul selecţiei se pune problema de a realiza selectivitatea faţă de staţia alăturată. În practică, acest lucru se realizează prin echiparea receptorului cu circuite oscilante acordate, care lasă să treacă numai un spectru îngust de frecvenţe aflate în jurul frecvenţei de rezonanţă.

Selectivitatea faţă de canalul alăturat se apreciază prin atenuarea (în decibeli) pe care o introduce receptorul asupra unui semnal a cărui frecvenţă diferă de frecvenţa de acord cu ±9—10 kHz, pentru emisiuni modulate în amplitudine şi cu 25 kHz, pentru emisiuni modulate în frecvenţă.

d. Banda frecvenţelor recepţionate cuprinde domeniul de frecvenţe pe care poate fi acordat receptorul.

1.2. **Tipuri de radioreceptoare.** Din punct de vedere al performanţelor pe care le realizează şi al complexităţii schemei de principiu şi constructive radioreceptoarele se împart în 4 clase.

- Radioreceptoarele de *clasa I* sînt receptoare de performanţă cu ajutorul cărora obţinem o audiţie de foarte bună calitate. Au sensibilitate mare — pot recepţiona semnale care produc la intrare o tensiune de cca 50 μV iar la ieşire pot furniza o putere audio de 4—6 W. Din această clasă dăm ca exemple radioreceptoarele: *Stradivari 3*; *Riga 10*; *Orion AR-702F*; *Belorus*; *Blaupunkt 11W79*; *Stassfurt 500, 600, 700*; *Erfurt* etc.

Radioreceptoarele de *clasa a 2-a* au o sensibilitate bună, putînd recepţiona semnale care produc la intrare o tensiune de minimum 100 μV, iar la ieşire dezvoltă o putere audio de 1,5—3 W. Din această categorie dăm ca exemple: *Orion R545*; *Electromagnetica EM-552*; *Armonia*; *Baltica*; *Daugava*; *Grundig 988W*; *Telefunken UKW-6A*; *Blaupunkt 4GW-67K* etc.

Radioreceptoarele de *clasa a 3-a* sînt realizate cît mai simplu, la un preţ de cost redus, cu schemă simplă, tuburi electronice puţine, audiţie satisfăcătoare, sensibilitate mică, recepţionînd

semnale care produc la intrare tensiuni de 200—250 μV, iar la ieşire dezvoltă o putere audio de cca 2 W. Ca exemple citãm: *Orion AR-301*; *Lux S-574A*; *Concert S-591A*; *Bucureşti 500S—593A*; *Balada S582A*; *Opereta S-572A2*; *Romanţa S-581A*; *Pionier S-503A*; *Philips 365*; *Carpaţi S-545U*; *Record S49U* etc.

Radioreceptoarele de *clasa a 4-a* au sensibilitate mică, putînd recepţiona semnale care dau la intrare o tensiune de 500—1 000 μV. Sînt cele mai simple receptoare, cu detecţie directă sau cu amplificare directă, cu performanţe slabe.

După tipul de semnale pe care le recepţionează, deosebim: radioreceptor pentru recepţia semnalelor modulate în amplitudine şi radioreceptor pentru recepţia semnalelor modulate în frecvenţă.

Modulaţia în amplitudine este folosită de radiodifuziune, la staţii care emit pe unde lungi, medii şi scurte. Prin convenţie internaţională s-a stabilit ca spectrul total de frecvenţă propriu fiecărei staţii de emisie, pe cele trei lungimi de undă, să fie de 9 kHz, iar frecvenţa maximă audio de 4—5 kHz. Pentru staţii care emit în gama undelor metrice se foloseşte modulaţia de frecvenţă.

Radioreceptoarele cuprind blocuri funcţionale (etaje) delimitate de circuite electronice specifice, cu funcţii bine precizate şi de sine stătătoare în radioreceptorul respectiv. Schema clasică a unui radioreceptor cuprinde: EI — etajul de intrare; ARF — amplificator de radiofrecvenţă; EA — etaj de amestec; OL — oscilator local; AFI — amplificator de frecvenţă intermediară; D — detector; AAF — amplificator de audiofrecvenţă; BA — bloc de alimentare. Conform unei convenţii internaţionale s-a convenit ca etajele unui radioreceptor să se noteze cu litere şi cifre astfel: etajul detector se notează cu litera V, iar celelalte etaje se notează cu O dacă există şi cu cifrele 1, 2, 3 dacă sînt în număr de 1, 2, 3 etc.

După numărul de etaje conţinute de receptor, deosebim:

— radioreceptor cu simplă detecţie
— cu amplificare directă
— superheterodină
— reflex.

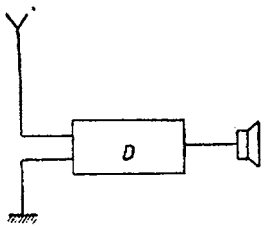


Fig. 1

Receptorul cu simplă detecție este cel mai simplu radioreceptor, schema tip a acestuia este: 0-V-0, deci receptorul conține un singur etaj — etajul detector D (fig. 1).

Aici semnalul recepționat poate fi ascultat la cască sau difuzor.

Radioreceptorul cu amplificare directă este o perfecționare a primului receptor, aici amplificarea semnalului recepționat de antenă se face pe frecvența stației recepționate. Schema tip a unui astfel de receptor este de tipul 1 V 1, cu alte cuvinte avem un etaj ARF, un etaj D și un etaj AAF, semnalul recepționat fiind redat în difuzor sau cască (fig. 2).

Schema bloc dezvoltată a unui tip de receptor 1-V-1 este cea din figura 3.

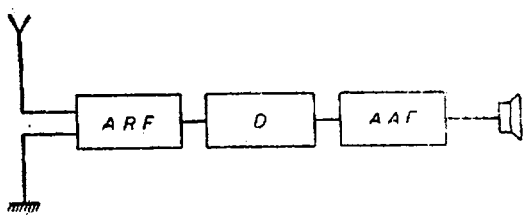


Fig. 2

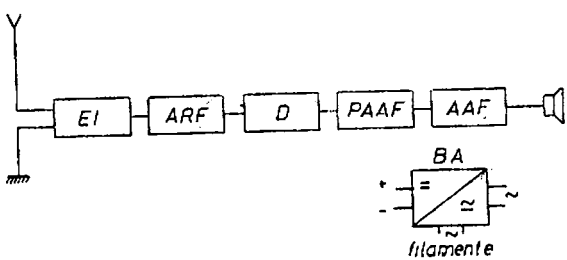


Fig. 3

Aici etajul preamplificator de audiofrecvență PAAF și etajul AAF pot lipsi, iar etajele ARF și D pot fi cuplate într-un singur etaj (fig. 4), sau etajul ARF poate lipsi și în acest caz obținem schema bloc din figura 5.

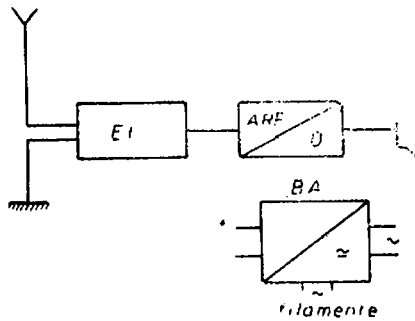


Fig. 4

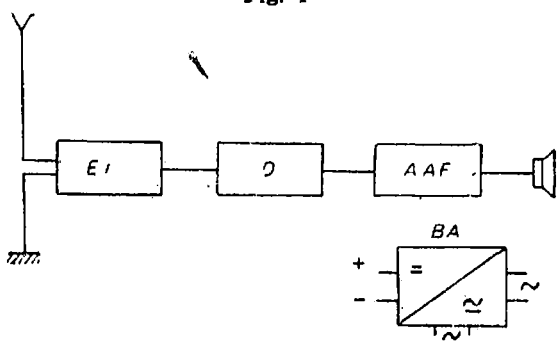


Fig. 5

Din cele expuse mai sus rezultă că etajul detector într-un receptor cu amplificare directă nu poate lipsi din nici o schemă.

În figura 6 se redă schema bloc a unui receptor cu amplificare directă de tipul 2-V-2.

Prin deducție, după exemplele de mai sus, putem realiza scheme bloc pentru radioreceptoare cu amplificare directă de tipul : 1-V-1, 2-V-1, 1-V-2 etc.

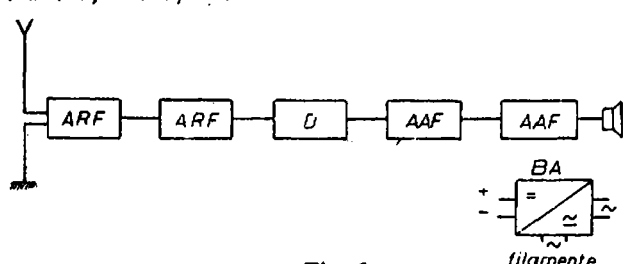


Fig. 6

Radioreceptorul superheterodină este un radioreceptor perfecționat al receptorului cu amplificare directă. Perfecționarea constă în aceea că semnalul recepționat și amplificat în radiofrecvență este aplicat unui etaj schimbător de frecvență (convertor), format dintr-un etaj de amestec EA și dintr-un oscilator local OL.

Convertorul transformă frecvența semnalului recepționat într-o frecvență fixă, numită frecvență intermediară (medie frecvență).

Frecvența medie rămîne constantă indiferent de valoarea frecvenței recepționate.

Amplificatorul de frecvență intermediară amplifică semnalul fără a-i schimba forma sau frecvența.

Avantajele principale ale unui asemenea radioreceptor constau în mărirea selectivității și sensibilității.

Radioreceptoarele de clasă superioară, superheterodină, au de regulă două etaje schimbătoare de frecvență. Pentru telegrafie se prevede un al doilea oscilator local.

Schema generală a unui receptor superheterodină este redată în figura 7, iar schema bloc dezvoltată se redă în figura 8.

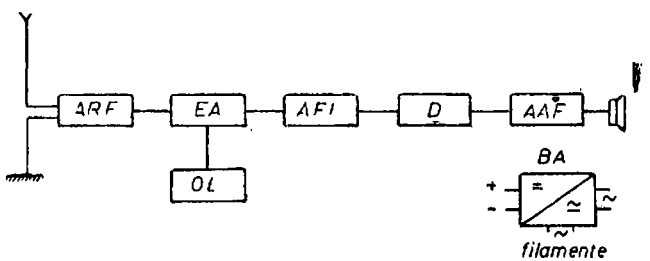


Fig. 7

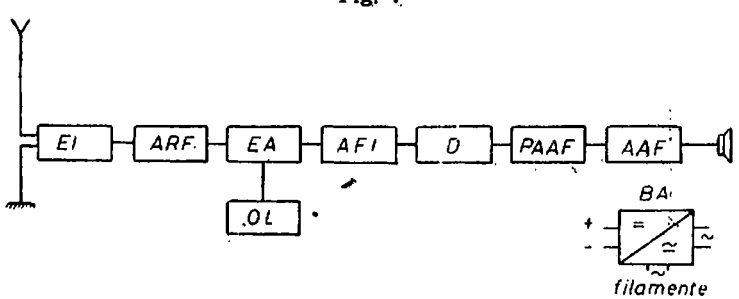


Fig. 8

Şi aici putem avea diverse scheme: 0-V-1; 1-V-0; 1-V-1; 2-V-1 etc.

În figura 9 se redă schema unui radioreceptor superheterodină de tipul 1-V-0.

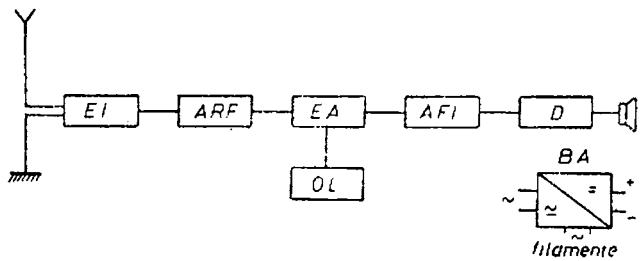


Fig. 9

La radioreceptoarele superheterodină etajele convertor şi detector nu pot lipsi din nici o schemă.

Radioreceptorul reflex este rezultatul perfecţionării caracteristicilor tehnice de funcţionare ale tuburilor electronice. Principiul lor de funcţionare se bazează pe utilizarea aceluiaşi tub electronic sau tranzistor cu funcţionare complexă. Acest principiu a schimbat şi simplificat schemele electronice, obţinînd scheme reduse şi economice.

Radioreceptorul reflex poate aparţine tipului de receptor cu amplificare directă, cît şi celui superheterodină.

În figurile 10 şi 11 se redau schemele bloc ale unor receptoare reflex cu amplificare directă şi superheterodină. Aici, printr-un

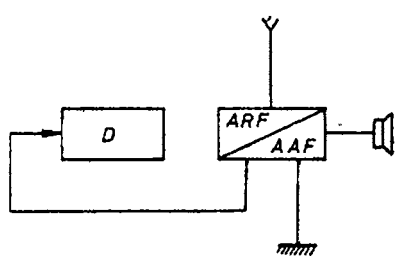


Fig. 10

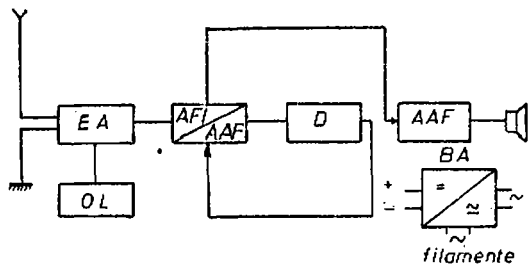


Fig. 11

dreptunghi s-a reprezentat un etaj cu un singur tub electronic, iar printr-un dreptunghi cu diagonală s-au reprezentat două etaje care folosesc același tub electronic.

1.3. **Circuite oscilante.**

Circuitul oscilant este compus dintr-un condensator C și o bobină L, care pot fi cuplate ca în figura 12.

Condensatorul „C" se încarcă cu electricitate de la o sursă care are tensiunea „U", pînă cînd tensiunea de la bornele lui atinge valoarea $U_0 + U$, cedîndu-i energia „We" pe care o acumulează în cîmpul lui electric după relația :

$$W_e = \frac{1}{2} C \cdot U_0^2$$

Apoi condensatorul „C" se descarcă prin bobina „L", producînd un curent electric orientat de la armătura pozitivă spre cea negativă, curent care la rîndul lui determină un cîmp magnetic, respectiv un flux magnetic, a cărui energie este :

$$W_m = \frac{1}{2} C \cdot U_0^2$$

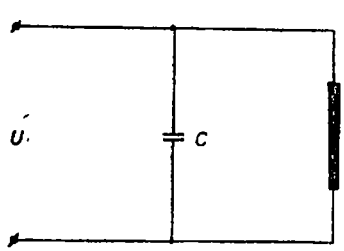


Fig. 12

Odată cu fluxul magnetic în bobină ia naștere o tensiune electromotoare de autoinducție care tinde să se opună creșterii curentului în circuit. F.e.m. de autoinducție face ca, în circuit, curentul să nu atingă instantaneu valoarea sa maximă, ci treptat. Pe măsură ce conden-

satorul se descarcă, sarcina sa q scade, diferența de potențial între armăturile sale scade și energia cîmpului său electric scade și ea.

Presupunînd că rezistența electrică a circuitului este egală cu zero, energia cîmpului electric (W_e) se transformă treptat în energie de cîmp magnetic (W_m) — suma lor menținîndu-se constantă:

$$W_e + W_m = ct.$$

La descărcarea completă a condensatorului, energia circuitului e toată concentrată numai în cîmpul magnetic al bobinei, iar curentul maxim are valoarea:

$$I_{max} = \frac{U_0}{\sqrt{\frac{L}{C}}}.$$

În continuare, curentul, continuînd să circule, reîncarcă condensatorul cu electricitate cu polaritate inversă, bobina jucînd aici rolul unui generator, iar condensatorul, de receptor.

Deoarece parametrii de bază ai sistemului nu se schimbă, rezultă că timpul de descărcare, respectiv încărcare, rămîne constant.

Schimbul de energie dintre „L" și „C" avînd loc în ambele sensuri și la intervale de timp egale, procesul capătă caracter de oscilație.

Neținînd cont de pierderi, acest circuit se numește circuit oscilant ideal LC.

Deoarece nu există intervenție din afară, oscilațiile se numesc libere, funcțiile „u" și „i" sînt armonice, putîndu-se calcula cu ajutorul relațiilor:

$$u = U_{max} \cdot \cos \omega_0 \cdot t$$

$$i = I_{max} \cdot \sin \omega_0 \cdot t$$

știind că $U_0 = U_{max}$ avem:

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{X_e} = U_0 \cdot \omega_0 \cdot C$$

Dacă vom nota cu „Z_e" impedanța caracteristică a circuitului, valoarea sa se poate afla cu ajutorul relației:

$$Z_e = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

înlocuind aceasta în relația de mai sus, obținem:

$$I_{max} = \frac{U_e}{Z_e}$$

și valoarea pulsației ω_0 va fi:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

frecvența la rezonanță va fi:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Luînd în considerare pierderile, se constată că amplitudinea oscilațiilor scade încontinuu, obținîndu-se niște oscilații amortizate.

Rapiditatea scăderii amplitudinii oscilațiilor se apreciază prin valoarea raportului a două amplitudini succesive de același sens, raport care pentru un circuit dat rămîne constant. În calcule se lucrează cu logaritmul natural al acestui raport:

$$\delta = \ln \frac{(U_{max})_n}{(U_{max})_{n+1}} = \alpha \cdot T_1$$

cunoscînd că:

$$\alpha = \frac{r}{2L} \text{ și } T_1 = 2\pi\sqrt{L \cdot C}$$

rezultă:

$$\delta = \frac{r \cdot \pi}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

Valoarea δ se numește decrementul logaritmic al circuitului. După modul cum sînt dispuse în circuit capacitatea C și bobina L, deosebim:

— circuite oscilante LC serie
— LC derivație
— LC cuplate.

Circuitul oscilant LC serie: în acest caz, condensatorul C şi bobina L sînt legate una după alta (fig. 13).

Dacă circuitul este străbătut de o tensiune electromotoare „e" care acţionează în serie elementele circuitului oscilant, curentul electric va avea aceeaşi frecvenţă cu sursa.

Pentru o anumită pulsaţie ω_0 a sursei, reactanţa circuitului se anulează, impedanţa circuitului devine minimă şi are caracter rezistiv, iar curentul este în fază cu tensiunea electromotoare a sursei, atingînd valoarea maximă:

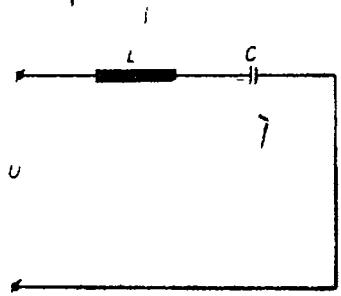


Fig. 13

$$I_{max} = \frac{E}{r}$$

unde: r = rezistenţa totală a circuitului.

În această situaţie $X_L = -X_C$ şi $X_{tot} = 0$, fenomen care poartă numele de rezonanţă.

Obţinem condiţia de rezonanţă cu ajutorul relaţiei:

$$L \cdot \omega_0 = \frac{1}{C \cdot \omega_0}$$

care este îndeplinită de acea frecvenţă a sursei pentru care:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \text{ şi } f_0 = \frac{}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

Cînd frecvenţa sursei coincide cu frecvenţa oscilaţiilor proprii circuitului LC serie, acesta oscilează liber.

La rezonanţă, tensiunile de la bornele bobinei şi condensatorului sînt egale ca mărime, dar variază în antifază.

Curba $U_L = f(\omega)$ se numeşte curbă de rezonanţă şi reprezintă caracteristica de frecvenţă a circuitului. La rezonanţă, circuitul LC serie se comportă ca un filtru.

Eficacitatea de filtrare a curenţilor şi tensiunilor după frecvenţă se numeşte selectivitate.

Notînd raportul $\frac{U_L}{E} = Q$ rezultă că:

$$U_L = E \cdot Q$$

unde: Q = factorul de calitate al circuitului.

Circuitul oscilant serie este şi amplificator de tensiune, amplificînd de Q ori tensiunea electromotoare a sursei.

Valoarea selectivităţii se poate afla cu relaţia:

$$S = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta \cdot Q)^2}}$$

unde: β = dezacordul relativ al circuitului.

$$\beta = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

În jurul rezonanţei valoarea dezacordului relativ este:

$$\beta = \frac{2\Delta f}{f_0}$$

Ţinînd cont de relaţiile de mai sus şi făcînd înlocuirile respective, obţinem pentru selectivitate formula:

$$S = \frac{1}{\sqrt{1+4Q^2\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2}}$$

Lărgimea curbei de rezonanţă este o măsură a selectivităţii circuitului, aceasta deoarece atît în procesul de emisie, cît şi în cel de recepţie a energiei electromagnetice, circuitele oscilante trebuie să asigure o trecere uniformă a întregului spectru de frecvenţe. S-a convenit să se adopte ca bandă de trecere spectrul de frecvenţe format din componentele a căror putere electrică este de minim 50 % din puterea componentei centrale de frecvenţă f_0.

Lărgimea benzii de trecere B, în acest caz, este condiţionată de relaţiile

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} = S$$

Înlocuind în relaţiile de mai sus, în final obţinem:

$$\frac{1}{\sqrt{1+(\beta \cdot Q)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ şi } \beta \cdot Q = \pm 1$$

Grafic, banda de trecere B se poate determina prin intersecţia curbei de rezonanţă a tensiunii cu dreapta $U = 0{,}707U$

ca în figura 14, unde s-a notat cu f_1 și f_2 frecvențele punctelor de intersecție A și B, deci:

$$B = f_2 - f_1$$

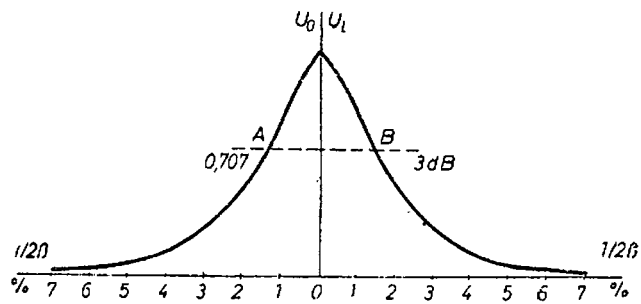


Fig. 14

În acest interval $f_2 - f_1$ curbele de rezonanță pot fi considerate simetrice în raport cu frecvența de rezonanță.

Circuitul oscilant LC derivație: aici elementele circuitului sînt dispuse în paralel (fig. 15) cu impedanțele Z_L și Z_C supuse la aceeași tensiune U. Curenții în cele două ramuri au valorile:

$$I_L = \frac{U}{Z_L} \quad I_C = \frac{U}{Z_C}$$

Curentul debitat de generator are valoarea egală cu suma celor doi curenți.

Cînd frecvența generatorului coincide cu frecvența oscilațiilor libere ale circuitului, obținem fenomenul de rezonanță derivație, unde:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

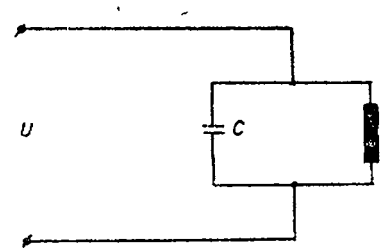


Fig. 15

Notînd cu Z_0 rezistența dinamică a circuitului, putem afla valoarea acesteia cu formula:

$$Z_0 = \frac{L}{C \cdot r_L}$$

unde: r_L = rezistența opusă de bobina L.

La rezonanță, curenții I_L și I_C au amplitudini aproape egale și sînt decalați cu 180°. Factorul de calitate Q a circuitului va avea valoarea:

$$Q = \frac{Z_0}{r_L}$$

Și aici avem relațiile:

$$\beta \cdot Q = 1; \quad S = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707; \quad \beta_{0,7} = \frac{f_0}{Q} = 2\Delta f$$

Circuite cuplate: obținem două circuite electrice cuplate atunci cînd între ele există o legătură care permite transferul energiei electromagnetice dintr-un circuit în altul, respectiv primar — circuitul legat direct la generator — și secundar — circuitul cuplat.

Transferul de energie poate fi: inductiv, capacitiv sau galvanic.

Cuplajul inductiv: transferul de energie se realizează cu ajutorul a două bobine L_1 și L_2 (fig. 16). Prin apropierea sau îndepărtarea lor obținem o variație a inductanței mutuale M_0 care este dată de relația:

$$M_0 = \sqrt{L_1 L_2}$$

Coeficientul de inducție mutuală M crește sau descrește funcție de raportul de cuplare a celor două bobine k, după relația:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}$$

Valoarea lui k se poate lua egală cu 0,01—1.

Cuplajul capacitiv: aici transferul de energie se face prin intermediul unei capacități C (fig. 17).

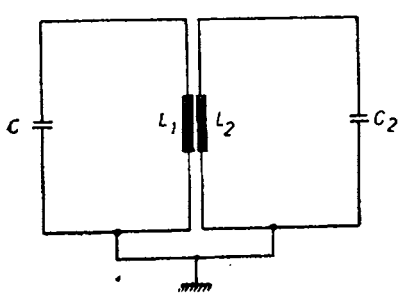


Fig. 16

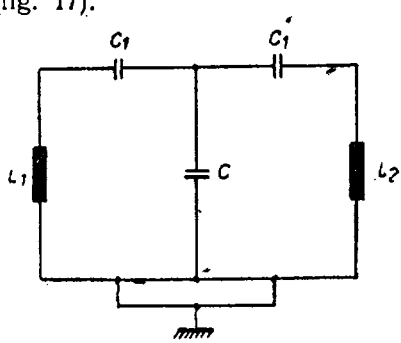


Fig. 17

Valoarea coeficientului de cuplaj rezultă din relația:

$$k = \frac{C_1}{C + C_1}$$

Cuplajul galvanic se realizează prin intermediul unei rezistențe R (fig. 18). Valoarea factorului de cuplaj rezultă din relația

$$k = \frac{R}{\sqrt{(r_1 + R)(r_2 + R)}}$$

unde r_1 și r_2 reprezintă rezistențele totale ale celor două circuite.

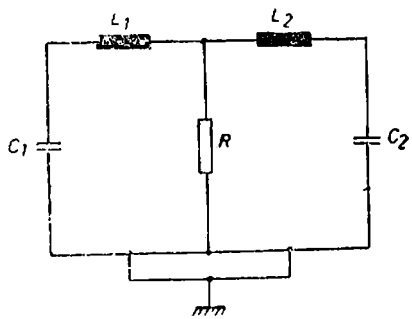


Fig. 18

1.4. Circuitul oscilant de acord. Este constituit dintr-un condensator C și o bobină L. Cu ajutorul unui asemenea circuit putem selecționa emisiunile radio dorite din celelalte emisiuni captate de antenă.

Se știe că fiecare undă radioelectrică are o frecvență proprie *f* exprimată în Hertzi, Kilohertzi, Megahertzi și o lungime de undă λ.

Relația dintre frecvență și lungimea de undă este:

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \text{ (m)}$$

unde f reprezintă frecvența undei în Hz.

Gamele de unde radiofonice se împart astfel:

Unde lungi UL cu $\lambda = 1\,000—2\,000$ m.

Unde medii UM cu $\lambda = 187—600$ m.

Unde scurte US cu $\lambda = 10—75$ m.

Unde ultrascurte UUS cu $\lambda = 3{,}41—3$ m și 3,95—4,55 m.

Recepționarea undei radioelectrice dorite se realizează prin varierea mărimii capacității sau inductanței pînă cînd circuitul intră în rezonanță.

În general, elementul variabil îl constituie condensatorul care este compus dintr-un grup de plăci fixe și unul de plăci mobile, respectiv stator și rotor.

Cu o singură bobină nu se pot acoperi toate gamele de unde, de aceea, de regulă, se confecționează bobine diferite pentru UL, UM, US, UUS, caracteristicile bobinajelor determinîndu-se prin calcul.

Pentru gama de unde lungi și medii vom întrebuința bobine compuse din mai multe straturi („fagure" sau „universal") sau bobine cu un singur strat, spiră lîngă spiră, pe carcase din material izolant, cu diametrul de 10—40 mm, folosind drept conductor liță de înaltă frecvență. În lipsa acesteia putem folosi conductor din cupru, izolat cu email și mătase, cu diametrul de 0,1—0,3 mm.

Pentru unde scurte și ultrascurte întrebuințăm bobine cilindrice cu un singur strat pe carcase ceramice, folosind conductor de cupru emailat sau izolat cu mătase cu diametrul de 0,5—2 mm, cu spații între spire.

Condensatoarele variabile sînt standardizate și se pot procura cu ușurință din comerț.

De regulă, în paralel cu condensatorul variabil se pune un condensator de ajustare folosit în alinierea și acordarea circuitului.

1.5. **Calculul inductanțelor.** Toate bobinele utilizate în circuitul oscilant de acord au o inductanță „L" care opune trecerii curentului alternativ o reactanță inductivă „X_L". Reactanța este cu atît mai mare, cu cît bobina are mai multe spire și cu cît frecvența de lucru este mai ridicată.

La executarea oricărei bobine trebuie să se ia o serie de măsuri pentru a se evita apariția unor factori care să dăuneze calității lor.

Astfel o bună bobină pentru un circuit acordat trebuie să aibă o cît mai mică rezistență în radiofrecvență, cu alte cuvinte să fie executată dintr-un conductor cît mai scurt posibil. Raportul optim între diametrul bobinei D și lungimea sa L trebuie să fie de 2,5. Practic, acest raport nu se poate realiza, de aceea se consideră ca fiind mulțumitoare valorile: $L = (0{,}4—1{,}2)\ D. \cong 0{,}8\ D$

Pentru a se reduce rezistența, secțiunea conductorului trebuie să fie cît mai mare, de aceea utilizăm liță de radiofrecvență.

Pentru a se elimina pierderile în dielectric se recomandă utilizarea bobinelor confecționate în aer. Cînd acest lucru nu

este posibil, vom folosi material dielectric de calitate (calit, trolit).

Totodată, trebuie să realizăm o capacitate proprie minimă, distanțînd la bobinele scurte și foarte scurte spirele între ele.

Raportul între reactanța inductivă și rezistența bobinei se numește factorul de calitate al bobinei, Q, care se poate calcula cu relația

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$$

unde: ω = pulsația egală cu $2\pi f$ (f = frecvența de lucru în Mhz)

L = inductanța bobinei în μH

R = rezistența bobinei în Ω

Inductanța bobinei rezultă din relația:

$$L = \frac{25\,330}{f^2_{max} \cdot C_{min}} \text{ sau: } L = \frac{1}{4\pi f^2 C^2} (\mu H)$$

unde: f_{max} = frecvența maximă a gamei în MHz

C_{min} = capacitatea inițială totală a circuitului în pF

$$C_{min} = C_b + C_m + C_i$$

unde: C_b = capacitatea bobinei în pF = 3—25 pF

C_m = montajului în pF = 5 — 20 pF

C_i = de intrare a tubului electronic în pF

C = medie a condensatorului variabil în pF

Valorile mari se referă la benzile cu frecvențe mai mici.

Folosind bobinarea spiră lîngă spiră, putem calcula numărul de spire al bobinei utilizînd una din următoarele formule:

a. Pentru bobinele cilindrice cu un singur strat fără miez, cînd lungimea înfășurării l, figura 19, este mai mare decît raza bobinei $\left(l > \frac{D}{2}\right)$, folosim relația:

$$\omega = \frac{\sqrt{5L(9D + 20l)}}{D}$$

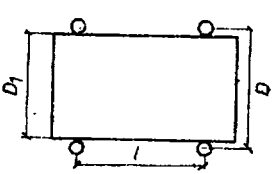


Fig. 19

Dacă lungimea înfășurării este mai mică decît raza ei $\left(l < \frac{D}{2}\right)$, atunci folosim relația:

$$\omega = \frac{\sqrt{10L(4D + 11 \cdot l)}}{D}$$

unde: L = inductanța bobinei în μH
D = diametrul bobinei în cm
l = lungimea înfășurării în cm

Iată și alte formule aproximative de calcul al numărului de spire pentru bobine cilindrice cu un singur strat spiră lîngă spiră:

$$\omega = \frac{12\sqrt{L}}{\sqrt{D}} \qquad \text{(pentru } l = D\text{)}$$

$$\omega = 4{,}5\sqrt{\frac{L}{D}} \qquad \text{(pentru } l = 2D\text{)}$$

După ce am aflat numărul de spire, verificăm inductanța L. În caz că am obținut valoarea bună, înseamnă că am lucrat bine, în caz contrar, reluăm calculul.

b. Cînd numărul de spire necesar este prea mare, se preferă bobinarea spiră lîngă spiră în mai multe straturi suprapuse (bobinare fagure sau universal), ca în figura 20. În astfel de cazuri folosim următoarele relații:

$$\omega = \frac{12{,}5L(3D + 9l + 10i)}{D}$$

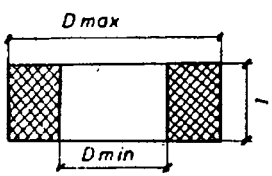


Fig. 20

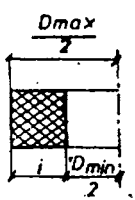


Fig. 21

unde:

$$D = \frac{D_{max} - D_{min}}{2} \text{ și: } i = \frac{D_{max} + D_{min}}{2}$$

i = adîncimea radială a înfășurării în cm (fig. 21).

Pentru condiția $l \simeq b$ și $D = 31$ putem folosi formula:

$$\omega = 6\sqrt{\frac{L}{l}}$$

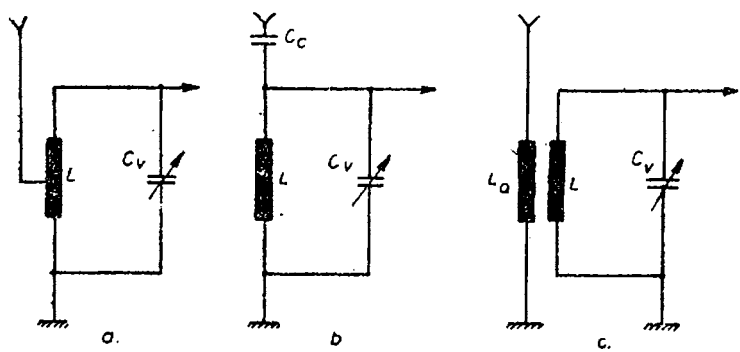
unde: L = inductanța bobinei în μH
l = lungimea înfășurării în cm

1.6. **Circuite de intrare.** Circuitul de intrare leagă antena cu grila de comandă a primului tub din radioreceptor. Schemele circuitelor de intrare sînt variate; obișnuit se utilizează circuite de intrare cu cuplaj prin transformator sau cu cuplaj capacitiv între antenă și circuitul acordat.

În figura 22 se redau cîteva scheme de circuite de intrare.

În general, schema cu cuplaj prin transformator e mai bună, cu recomandarea ca frecvența proprie a circuitului de antenă să fie egală cu (0,5—0,7) f_{min}.

Circuitul acordat — de intrare — este compus din bobina „L," un condensator variabil sau fix și o serie de capacități suplimentare create prin însuși montajul la care este conectat circuitul acordat, la care se adaugă rezistența „R" a bobinei.



a Circuit de intrare cu cuplaj inductiv
b. Circuit de intrare cu cuplaj capacitiv
c Circuit de intrare cu cuplaj prin transformator

Fig. 22

Proprietățile de rezonanță ale circuitului acordat sînt: selectivitatea și coeficientul de transfer al tensiunii semnalului, proprietăți determinate de factorul de calitate al circuitului „Q" sau amortizarea „d" $\left(d = \frac{1}{Q}\right)$.

Practic, Q = 80—100 şi d = 0,0012—0,01 pentru unde medii şi lungi şi Q = 100—150, iar d = 0,01—0,007 pentru unde scurte

Relaţiile generale de calcul pentru „Q" şi „d" la un circuit acordat sînt:

$$d = \frac{16\,000r}{f \cdot L} = \frac{f \cdot C \cdot r}{1{,}6 \cdot 10^{6}} \qquad Q = \frac{f \cdot L}{160r}$$

$$d = \frac{r}{10}\sqrt{\frac{C}{L}} \qquad Q = \frac{1\,000}{r}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$d = \frac{100}{Q} \qquad Q = \frac{100}{d}$$

unde: L = inductanţa bobinei în μH
C = capacitatea medie a condensatorului „C" + capacitatea proprie a bobinei „L" în pF.
R_0 = rezistenţa la rezonanţă a circuitului în Ω
r = rezistenţa circuitului în Ω
f = frecvenţa pentru care se fac calculele în kHz

$$r = \frac{1\,000}{Q}\sqrt{\frac{L}{C}}\ (\Omega) \qquad R_0 = Q\sqrt{\frac{L}{C}}\ (\Omega)$$

$$r = \frac{1\,000 \cdot L}{C \cdot R_0} = 10 \cdot d\sqrt{\frac{L}{C}}\ (\Omega) \qquad R_0 = \frac{1\,000L}{C \cdot r} = \frac{100}{d}\sqrt{\frac{L}{C}}\ (\Omega)$$

$$r = \frac{d \cdot f \cdot L}{16\,000}\ (\Omega) \qquad R_0 = \frac{f \cdot L}{1\,600 \cdot d}\ (\Omega)$$

Cunoscînd o pereche de valori „L" şi „C" pentru o frecvenţă dată (frecvenţa de rezonanţă), putem uşor determina cu ajutorul uneia din formulele de mai sus pe „Q", „d", „r", „R_0".

Frecvenţa oscilaţiilor proprii ale unui circuit rezonant se determină cu formula:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

Dacă neglijăm rezistenţa „r" a circuitului acordat putem determina frecvenţa la rezonanţă, lungimea de undă la rezo-

nanță, funcție de aceeași pereche de valori „L" și „C", cu ajutorul uneia din formulele :

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{L(H)\cdot C(\mu F)}}\ (Hz) \qquad \lambda_0 = 189\cdot 10^4\sqrt{L(H)\cdot C(\mu F)}\ (m)$$

$$f_0 = \frac{159}{\sqrt{L(\mu H)\cdot C(pF)}}\ (MHz) \qquad \lambda_0 = 1{,}89\sqrt{L(\mu H)\cdot C(pF)}\ (m)$$

Relațiile de transformare a unităților de măsură pentru frecvențe :

1 MHz = 1 000 kHz = 10^6 Hz

1 kHz = 10^3 Hz = 1 000 Hz

1 Hz = 10^{-3} kHz = 10^{-6} MHz

$$L_0 = \frac{25\cdot 300}{C(\mu F)\cdot f^2(Hz)}\ (H) \qquad C_0 = \frac{25\cdot 300}{L(H)\cdot f^2(Hz)}\ (\mu F)$$

$$L_0 = \frac{25\cdot 300}{C(pF)\cdot f^2(MHz)}\ (\mu H) \qquad C_0 = \frac{25\cdot 300}{L(\mu H)\cdot f^2(MHz)}\ (pF)$$

Relațiile de transformare a unităților de măsură pentru inductanțe :

1 H (Henry) = 1 000 mH

1 mH (miliHenry) = 1 000 μH = 10^{-3} H

1 μH (microHenry) = 10^{-3} mH = 10^{-6} H

1 cm = 10^{-3} μH = 10^{-6} mH = 10^{-9} H

pentru capacități :

1 Farad (F) = 10^6 μF

1 microfarad (μF) = 10^6 pF = 10^{-6}F

1 picofarad (pF) = 10^{-6} μF = 10^{-12} F

1 cm = 1,11 pF = $1{,}11\cdot 10^{-6}$ μF = $1{,}11\cdot 10^{-12}$ F

pentru rezistențe :

1 MΩ (Megaohm) = 1 000 kΩ = 10^6Ω

1 kΩ (Kilohm) = 1 000 Ω = 10^3Ω

1 Ω (Ohm) = 0,01 kΩ

Selectivitatea circuitului acordat, pentru un dezacord „Δf" cunoscut, este o mărime care ne arată de cîte ori circuitul va atenua mai puternic o perturbație, avînd dezacordul „Δf", față de frecvența de rezonanță, în comparație cu semnalul.

Pentru verificarea selectivității folosim relația :

$$\sigma = \frac{2\Delta f}{b_{0,7}}$$

unde = $b_{0,7}$ = banda de trecere a unui circuit simplu.

Banda de trecere a unui circuit simplu este banda de frecvențe în limitele căreia curba de rezonanță are valoarea : $\frac{U}{U_0}$ sau $\frac{I}{I_0} \geqslant 0{,}707$ și se poate calcula cu ajutorul formulei :

$$b_{0,7} = \frac{f_0}{Q} = d \cdot f_0$$

unde : f_0 = frecvența la rezonanță a circuitului în kHz
Q = factorul de calitate al circuitului
d = amortizarea

Curba de rezonanță exprimă grafic variația amplitudinii tensiunii (curentului) din circuitul acordat, funcție de frecvența sursei de alimentare a circuitului. Curba de rezonanță o putem construi pentru circuitele acordate din montajul radioreceptorului utilizînd formula :

$$\frac{U}{U_0} = \frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2(f - f_0)Q}{f_0}\right]^2}}$$

Relațiile generale pentru calculul unui circuit oscilant cu o inductanță „L" și o capacitate „C", legate în serie, fără a ține seama de rezistența circuitului „r", sînt :

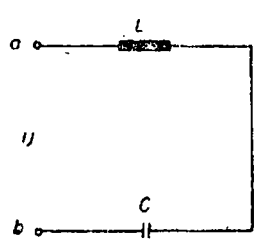


Fig. 23

a. Pentru montajul din figura 23 :
— impedanța între punctele a și b : $X = X_L - X_C$
— frecvența la rezonanță : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
— rezistența la rezonanță : $R_0 = O$

b. Pentru o inductanță „L" și o capacitate „C" legate în paralel, fără a lua în seamă rezistența „r" a circuitului (fig. 24), sînt :

— impedanța între punctele a și b: $X = \frac{-X_L \cdot X_C}{X_L - X_C}$

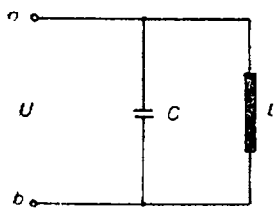


Fig. 24

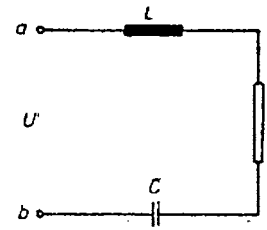


Fig. 25

— frecvența la rezonanță : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$

— rezistența la rezonanță : $R_0 = \infty$

Pentru o inductanță „L" și o capacitate „C" legate în serie, luînd în considerare și rezistența „r" a circuitului (fig. 25), sînt :

— impedanța între punctele a și b : $Z = \sqrt{r^2 + (X_L - X_C)^2}$

— frecvența la rezonanță : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$

— rezistența la rezonanță $R_0 = r$

Pentru o inductanță „L" și o capacitate „C" legate în paralel, cînd se ia în considerare și rezistența „r" a circuitului (fig. 26), sînt :

— impedanța între punctele *a* și *b*: $Z = X_C \sqrt{\frac{r^2 + X_L^2}{r^2 + (X_L - X_C)^2}}$

— frecvența la rezonanță : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$

— rezistența la rezonanță : $R_0 = \frac{L}{C \cdot r}$

Pentru un circuit LCR (fig. 27) relațiile generale de calcul sînt :

— impedanța între punctele *a* și *b*: $Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2}}$

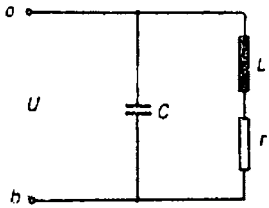


Fig. 26

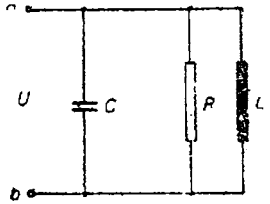


Fig. 27

— frecvența la rezonanță : $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$

— rezistența la rezonanță : $R_0 = R$

unde : X = reactanța circuitului în Ω
X_C = reactanța condensatorului în Ω
X_L = reactanța bobinei în Ω
r = rezistența circuitului în Ω
R = rezistența din montaj în Ω
f_0 = frecvența la rezonanță în Hz
L = inductanța bobinei în H
C = capacitatea bobinei în F

Reactanța condensatorului C se află cu ajutorul relației :

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{160\,000}{f \cdot C} \ (\Omega)$$

unde : f = frecvența sursei de alimentare în Hz

C = capacitatea condensatorului în μF

Pentru legarea a două sau mai multe condensatoare în paralel (fig. 28) folosim în formula de mai sus capacitatea totală a condensatoarelor, pe care o putem afla cu ajutorul relației :

$$C_{tot} = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots$$

iar pentru legarea în serie a două sau mai multe condensatoare (fig. 29) folosim în relația de mai sus capacitatea totală a condensatoarelor pe care o putem afla cu ajutorul relației :

$$C_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots}$$

Pentru toate cazurile, în calcul, la capacitatea condensatorului adăugăm capacitatea proprie a bobinei din montaj.

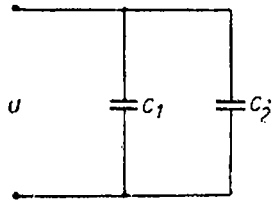


Fig. 28

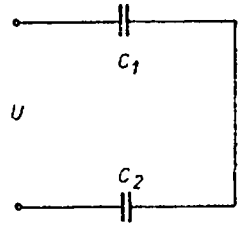


Fig. 29

Reactanța inductanței „L" o aflăm cu relația :

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 6{,}3 \cdot f \cdot L \quad (\Omega)$$

unde : f = frecvența sursei de alimentare în Hz
L = inductanța bobinei în H

Pentru legarea în serie a două sau mai multe bobine (fig. 30) folosim în relația de mai sus valoarea totală a inductanței, pe care o aflăm cu ajutorul relației :

$$L_{tot} = L_1 + L_2 + L_3 + \ldots$$

Pentru cazul legării a două bobine în paralel (fig. 31) inductanța lor totală va fi :

$$L_{tot} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

Pentru legarea a „n" bobine în paralel, înductanța lor totală va fi :

$$\frac{1}{L_{tot}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots$$

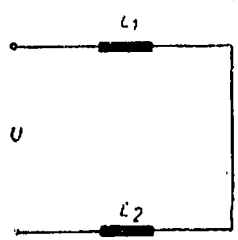


Fig. 30

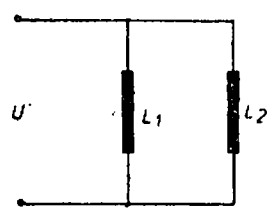


Fig. 31

Calculul reactanței inductive „X_L" și capacitative „X_C" se poate efectua folosind diverse nomograme întocmite în acest scop.

În tabelul 1 se dau valorile orientative pentru cele două reactanțe :

Tabel 1

Valori	Reactanța la frecvența de :						
	Hz			kHz			MHz
	50	100	1000	10	110	465	1
L = 1 H	315 Ω	630 Ω	6,3 kΩ	63 kΩ	690 kΩ	3 MΩ	6,3 MΩ
L = 1 mH	0,32 Ω	0,63 Ω	6,3 Ω	63 Ω	690 Ω	3 kΩ	6,3 kΩ
L = 100 μH	0,03 Ω	0,06 Ω	0,6 Ω	6 Ω	69 Ω	300 Ω	630 Ω
C = 1 μF	3,2 kΩ	1,6 kΩ	160 Ω	16 Ω	1,45 Ω	0,34 Ω	0,16 Ω
C = 1 000 pF	3,2 MΩ	1,6 MΩ	160 kΩ	16 kΩ	1,45 kΩ	340 Ω	160 Ω
C = 100 pF	32 MΩ	16 MΩ	1,6 MΩ	160 kΩ	14,5 kΩ	3,4 kΩ	1,6 kΩ

Utilizînd valorile din tabelul nr. 1 prin interpolare, funcție de perechea cunoscută de valori LC, putem determina valorile pentru „X_L" și „X_C.

Un sistem de două sau mai multe circuite acordate, cuplate între ele, formează filtrele de bandă.

Factorul de cuplaj este caracteristica cantitativă a valorii de cuplaj între circuite și se exprimă în procente:

$$k = k \cdot 100\,(\%)$$

Pentru $k = 1$ avem cuplajul cel mai strîns.

Cuplajul critic este valoarea factorului de cuplaj corespunzător transferului maxim de putere în cel de al doilea circuit.

Cuplajele între circuite pot fi: inductive, capacitive sau prin transformator (fig. 32).

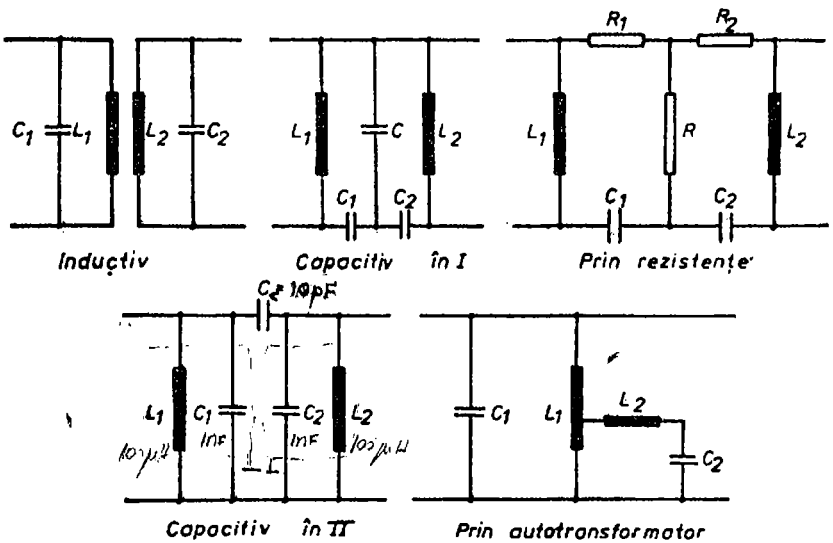


Fig. 32

Redăm mai jos, în funcție de schema adoptată pentru cuplajul circuitelor acordate, relația generală de calcul a factorului de cuplaj:

Pentru un circuit cuplat inductiv (fig. 33):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Pentru două circuite cuplate capacitiv (fig. 34), cînd valoarea „C_c" este mai mare ca aceea a lui „C_1" și „C_2" :

$$k = \frac{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}{C_c}$$

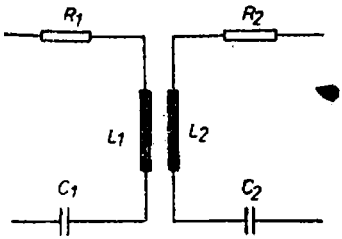


Fig. 33

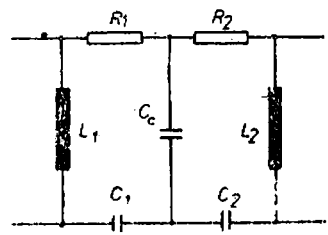


Fig. 34

Pentru două circuite cuplate inductiv (fig. 35), cînd valoarea „L_c" este mai mică ca aceea a lui „L_1" și „L_2" :

$$k = \frac{L_c}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

Pentru două circuite cuplate prin rezistență (fig. 36) :

$$k = \frac{R_c}{\sqrt{R_1 \cdot R_2}}$$

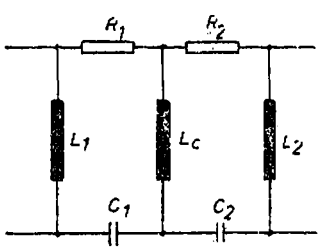


Fig. 35

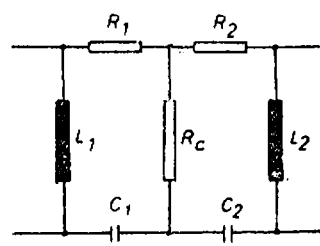


Fig. 36

Pentru două circuite cuplate capacitiv (fig. 37), cînd capacitatea „C_c" este mai mică decît aceea a lui C_1 și C_2:

$$k = \frac{C_c}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

Pentru două circuite cuplate inductiv (fig. 38), cînd valoarea lui L_c este mai mare ca aceea a lui L_1 și L_2:

$$k = \frac{\sqrt{L_1 L_2}}{L_c}$$

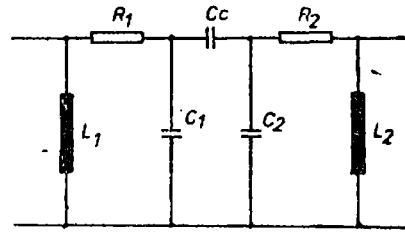


Fig. 37

Pentru două circuite cuplate capacitiv (fig. 39), cînd valoarea raportului $\frac{L'}{L} < 1$, aplicăm formula:

$$k = \frac{n^2 \cdot C_c}{C + n^2 \cdot C_c}$$

unde: M = factorul de transfer al semnalului în μH
$L_c L_1 L_2$ = inductanțele bobinelor în μH
$R_c R_1 R_2$ = rezistențele din circuit în $k\Omega$
$C_c C_1 C_2$ = capacitățile din circuit în pF
n = raportul de transformare necesar pentru o funcționare stabilă

Formulele de calcul aproximativ pentru L și C în cadrul unor filtre LC sînt:

A — filtru trece jos:

a) pentru schema din figura 40:

$$C = \frac{320\,000}{f_s R} \text{ (pF)}$$

$$L = \frac{0{,}32R}{f_s} \text{ (mH)}$$

b. pentru schema din figura 41:

$$L_1 = \frac{0{,}2R}{f_s} \text{ (mH)}$$

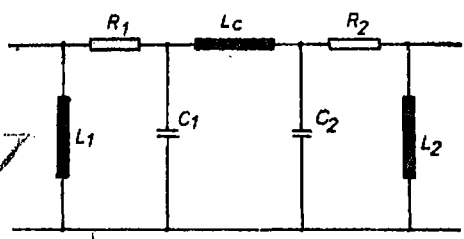


Fig. 38

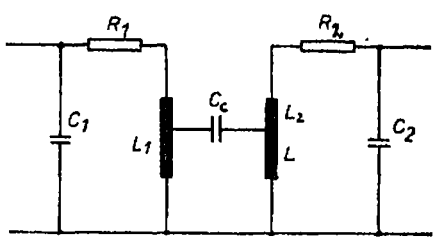


Fig. 39

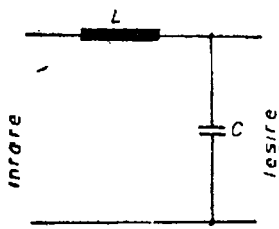


Fig. 40

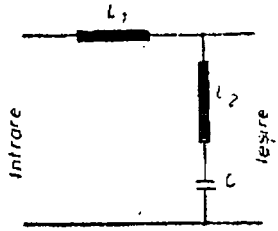


Fig. 41

$$L_2 = \frac{0{,}1R}{f_2} \text{ (mH)}$$

$$C = \frac{200\,000}{f_2 \cdot R} \text{ (pF)}$$

c. pentru schema din figura 42 :

$$L = \frac{0{,}2R}{f_1} \text{ (mH)} \qquad C_2 = \frac{200\,000}{f_2 R} \text{ (pF)}$$

$$C_1 = \frac{80\,000}{f_2 \cdot R} \text{ (pF)}$$

— filtre trece sus :

a. pentru schema din figura 43 :

$$L = \frac{0{,}08R}{f_1} \text{ (mH)} \qquad C = \frac{80\,000}{f_1 R} \text{ (pF)}$$

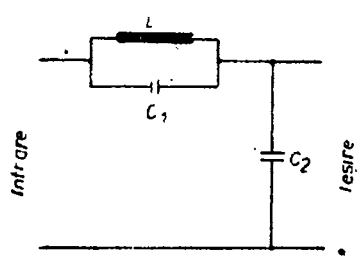


Fig. 42

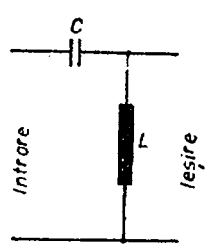


Fig. 43

b. pentru schema din figura 44 :

$$L = \frac{0{,}13R}{f_1} \text{ (mH)} \qquad C_1 = \frac{130\,000}{f_1 R} \text{ (pF)}$$

$$C_2 = \frac{80\,000}{f_1 R} \text{ (pF)}$$

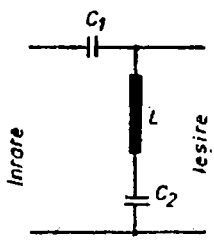


Fig. 44

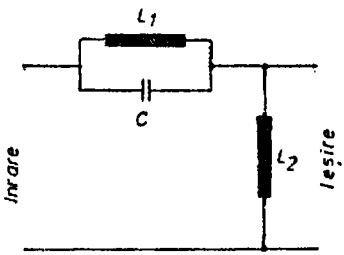


Fig. 45

c. pentru schema din figura 45 :

$$L_1 = \frac{0{,}08R}{f_1} \text{ (mH)} \qquad L_2 = \frac{0{,}13R}{f_1} \text{ (mH)}$$

$$C = \frac{130\,000}{f_1 R} \text{ (pF)}$$

C. — filtre trece bandă :

a. pentru schema din figura 46 :

$$L_1 = \frac{0{,}32R}{(f_2 - f_1)} \text{ (mH)} \qquad L_2 = \frac{0{,}08R\,(f_2 - f_1)}{(f_2 \cdot f_1)} \text{ (mH)}$$

$$C_1 = \frac{80\,000(f_2 - f_1)}{f_2 \cdot f_1 \cdot R} \text{ (pF)} \qquad C_2 = \frac{320\,000}{(f_2 - f_1)R} \text{ (pF)}$$

— filtru oprește bandă :

a. pentru schema din figura 47 :

$$L_1 = \frac{0{,}32(f_1 - f_0)R}{f_0 f_1} \text{ (mH)}$$

$$L_2 = \frac{0{,}08R}{f_1 - f_0} \text{ (mH)}$$

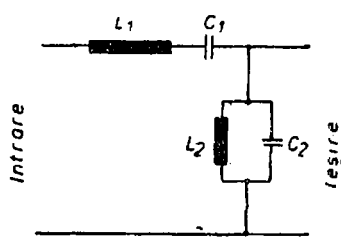


Fig. 46

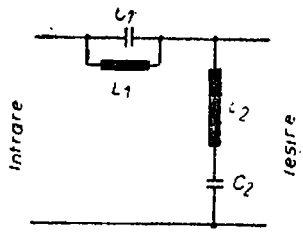


Fig. 47

$$C_1 = \frac{80\,000}{(f_1 - f_0)R} \text{ (pF)}$$

$$C_2 = \frac{320\,000(f_1 - f_0)}{f_0 f_1 R} \text{ (pF)}$$

unde : f_1 și f_2 = frecvența la intrarea respectiv ieșirea filtrului în kHz

f_0 = frecvența la rezonanță în kHz

R = rezistența de sarcină a filtrului în Ω considerată egală cu rezistența caracteristică a filtrului ρ

$$\rho = 1\,000 \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ (Ω)}$$

unde : L = inductanța bobinei în H

C = capacitatea condensatorului în μF

Se subînțelege prin trecere : $\frac{\text{tensiunea la ieșire}}{\text{tensiunea la intrare}}$ și prin atenuare : $\frac{\text{tensiunea la intrare}}{\text{tensiunea la ieșire}}$

⇒ Formulele generale de calcul al unor filtre RC sînt :

— filtru trece jos (fig. 48) :

$$f_0 = \frac{160\,000}{R \cdot C} \text{ (Hz)} \qquad C = \frac{160\,000}{f \cdot R} \text{ (μF)}$$

— filtru trece sus (fig. 49) :

$$f_0 = \frac{160\,000}{R \cdot C} \text{ (Hz)} \qquad C = \frac{160\,000}{f \cdot R} \text{ (μF)}$$

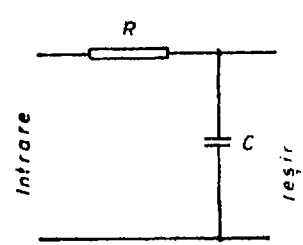


Fig. 48

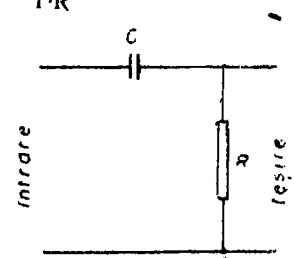


Fig. 49

— filtru selectiv (fig. 50):
— pentru $R = R_1 = R_2$ şi $C = C_1 = C_2$ obţinem pentru f_0:

$$f_0 = \frac{160\,000}{R \cdot C} \text{ (Hz)}$$

— filtru în T (fig. 51):

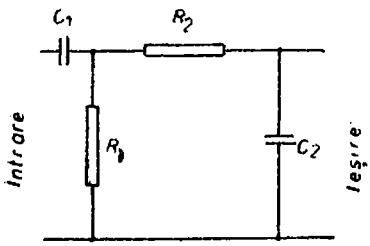


Fig. 50

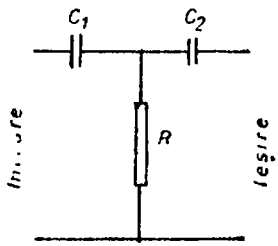


Fig. 51

a. pentru condiţia $C = C_1 = C_2$:

$$f_0 = \frac{160\,000}{R \cdot C} \text{ (Hz)} \qquad R = \frac{160\,000}{f \cdot C} \text{ (}\Omega\text{)}$$

b. pentru condiţia $R = R_1 = R_2$ (fig. 52)

$$f_0 = \frac{160\,000}{R \cdot C} \text{ (Hz)} \qquad C = \frac{160\,000}{R \cdot f} \text{ (}\mu\text{F)}$$

— filtru dublu T (fig. 53):

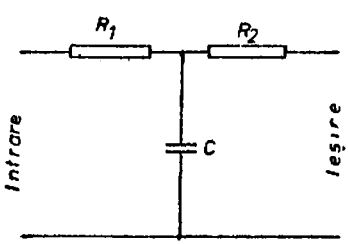


Fig. 52

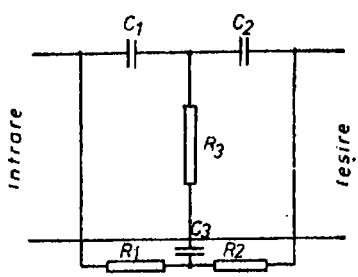


Fig. 53

a. pentru condiţia $R = R_1 = R_2$ şi $C = C_1 = C_2$:

$$f_0 = \frac{160\,000}{R \cdot C} \text{ (Hz)} \quad C_3 = 2\,C_1 \text{ (pF)} \quad R_3 = \frac{R_1}{2} \text{ (}\Omega\text{)}$$

unde : f = frecvența pentru care se face calculul în Hz
C = capacitatea condensatorului în μF
R = rezistența de sarcină a circuitului în Ω

Impedanța Z și constanta de timp τ ale circuitelor RL sau RC se pot calcula cu ajutorul relațiilor :

a. pentru schema din figura 54 :

$$Z = \sqrt{r^2 + X_L^2}\,(\Omega) \qquad \tau = \frac{L(H)}{r(\Omega)}\,(s)$$

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_L}{r}$$

b. pentru schema din figura 55 :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-X_C}{r}$$

$$Z = \sqrt{r^2 + X_C^2}\,(\Omega) \qquad \tau = r(M\Omega)\cdot C\,(\mu F)\,(s)$$

c. pentru schema din figura 56 :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{R}{X_L}$$

$$Z = \frac{R\cdot X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}\,(\Omega) \qquad \tau = \frac{L(H)}{R(\Omega)}\,(s)$$

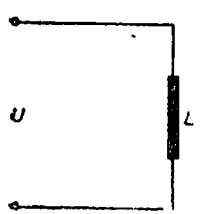


Fig. 54

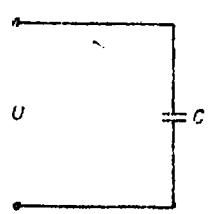


Fig. 55

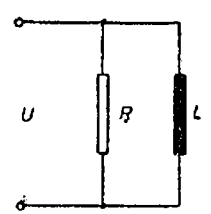


Fig. 56

d. pentru schema din figura 57 :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{-R}{X_C}$$

$$Z = \frac{R\cdot X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}}\,(\Omega) \qquad \tau = R(M\Omega)\cdot C(\mu F)\,(s)$$

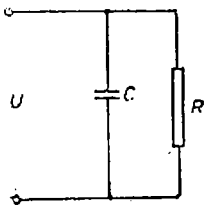


Fig. 57

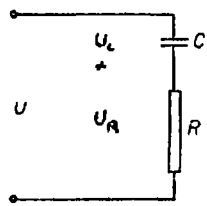


Fig. 58

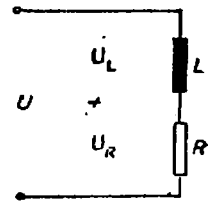


Fig. 59

Proprietățile de filtrare ale filtrelor LC sau RC se pot determina cu ajutorul relațiilor:

a. pentru schema din figura 58:

$$\tau = C \cdot R \quad Z = \frac{R}{a_1}; \quad U_C = a_2 \cdot U; \quad U_R = a_1 \cdot U; \quad S = \frac{1}{a_2}$$

b. pentru schema din figura 59:

$$\tau = \frac{L}{R}; \quad Z = \frac{R}{a_2}; \quad U_L = a_1 \cdot U; \quad U_R = a_2 \cdot U; \quad S = \frac{1}{a_1}$$

c. pentru schema din figura 60:

$$\tau = C \cdot R; \quad Z = a_2 \cdot R; \quad i_C = a_1 \cdot i; \quad i_R = a_2 \cdot i; \quad S = \frac{1}{a_2}$$

d. pentru schema din figura 61

$$\tau = \frac{L}{R}; \quad Z = a_1 \cdot R; \quad i_L = a_2 \cdot i$$

$$i_R = a_1 \cdot i; \quad S = \frac{1}{a_1}$$

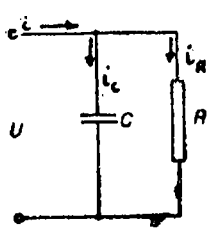


Fig. 60

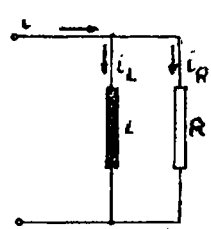


Fig. 61

unde : τ = constanța de timp a circuitului în secunde dacă „C" se dă în μF și „R" în kΩ sau dacă „L" se dă în „H" și „R" în „Ω".

Z = impedanța circuitului în Ω

a = factorul de atenuare

S = calitatea filtrajului determinînd proprietățile de filtrare ale circuitului pentru tensiunea aplicată între punctele „a" și „b".

Factorul de atenuare „a" depinde de frecvența „f" pentru care efectuăm calculul. Aici deosebim două cazuri:

a. Dacă $f < \frac{f_{11m}}{3}$ avem:

$$a_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{11m}}{f}\right)^2}} = \frac{f}{f_{11m}}$$

b. Dacă $f > 3f_{11m}$ avem:

$$a_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{11m}}\right)^2}} = \frac{f_{11m}}{f}$$

Pentru R = X avem relația de calcul a frecvenței limită:

$$f_{11m} = \frac{1}{6{,}3\tau}$$

unde : f = frecvența de calcul, în Hz

Calculul practic al circuitului acordat este mai puțin precis, aceasta în special pe unde scurte, fapt pentru care circuitul acordat executat după calcul trebuie ajustat în timpul acordului receptorului, modificînd valoarea inductanței „L" sau a capacității „C".

1.7. **Calculul circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator între antenă și circuitul acordat pentru UL și UM.**

În figura 62 se redă schematic cuplajul prin transformator între antenă și circuitul acordat. Aici avem: circuitul de antenă compus din antenă și bobina „L_c" și circuitul de radiofrecvență compus din bobina „L", condensatorul variabil „C_v" și condensatorul de ajustaj „C_a".

Factorul de calitate al circuitului de antenă pentru banda de 200—500 kHz este de 40—60, iar pentru banda de 500—1 500 kHz este de 20—30.

Inductanța bobinei de cuplaj „L_c" o putem afla folosind relația :

$$L_c = \frac{350}{f^2_{min}} (\mu H)$$

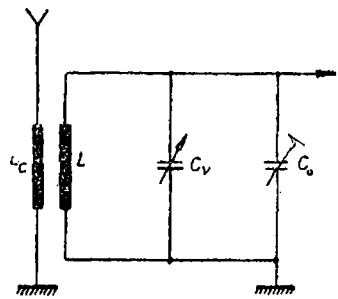


Fig. 62

unde : f_{min} = frecvența minimă a benzii în MHz

Pentru banda de 200—500 kHz factorul de calitate al diferitelor circuite din radioreceptor nu trebuie să depășească valoarea :

$$Q = \frac{130}{F_{sup}}$$

unde : F_{sup} = frecvența limită superioară a benzii de trecere (pentru clasa 1 : $F_{sup} = 6{,}5$ kHz ; pentru clasa a 2-a : $F_{sup} = 4$ kHz ; pentru clasa a 3-a : $F_{sup} = 3{,}5$ kHz și pentru clasa a 4-a : $F_{sup} = 3$ kHz.

Pentru două circuite acordate pentru aceeași bandă de frecvențe factorul de calitate al circuitelor nu trebuie să depășească valoarea :

$$Q = \frac{75}{F_{sup}}$$

Pentru banda de 500—1 500 kHz pentru un circuit acordat factorul de calitate al circuitului nu trebuie să depășească valoarea :

$$Q = \frac{210}{F_{sup}},$$

iar pentru două circuite acordate :

$$Q = \frac{130}{F_{sup}}$$

Factorul de calitate propriu al bobinei „L" trebuie să depășească cu 20—25% valorile factorului de calitate ale circuitelor acordate calculate cu relațiile de mai sus.

Factorul de calitate al bobinei „L" se poate determina cu relația :

$$Q_b = \frac{L \cdot \omega}{R}$$

unde : L = inductanța bobinei în μH
ω = pulsația oscilațiilor proprii
R = rezistența bobinei în Ω

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2\pi f$$

unde : C = capacitatea bobinei L, în F
L = inductanța bobinei, în H
f = frecvența curentului ce străbate bobina, în Hz

Pentru a determina factorul de cuplaj „k" între cele două bobine, determinăm mai întîi factorul de cuplaj maxim „k_1" determinat de înrăutățirea admisibilă a selectivității circuitului :

$$k_1 = 0{,}25 \sqrt{\frac{Q_{ca}}{Q}}$$

unde : Q_{ca} = factorul de calitate al circuitului de antenă
Q = factorul de calitate al circuitului acordat

Factorul de cuplaj maxim determinat de posibilitățile de construcție $k_2 = 0{,}7 \div 0{,}8$.

Factorul de cuplaj maxim determinat de dezacordul admisibil al circuitului se poate determina cu ajutorul relației :

$$k_3 = 0{,}7 \sqrt{\frac{4k_a^2 - 1}{Q(k_a^2 - 0{,}5)}}$$

unde : k_a = factorul de acoperire al gamei (acoperirea unei game de unde prin varierea capacității menținînd constantă inductanța L).
Q = factorul de calitate al circuitului acordat :

$$k_a = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} = \sqrt{\frac{C_{max} + C_p}{C_{min} + C_p}}$$

unde : f_{max} și f_{min} = frecvența maximă și minimă a gamei de unde în MHz

λ_{max} și λ_{min} = lungimile de undă maximă și minimă în m

C_{max} și C_{min} = capacitatea maximă și minimă a condensatorului variabil în pF

C_p = capacitatea parazită (capacitatea montajului + capacitatea bobinei + capacitatea de intrare a tubului electronic ce îl folosim) în pF

$$C_p = C_b + C_m + C_i$$

Capacitatea montajului se ia egală cu 5—25 pF, capacitatea bobinei se ia egală cu 3—25 pF, iar capacitatea de intrare a tubului electronic se ia din tabele.

Pentru a obține o anumită acoperire a lungimilor de undă trebuie ca acoperirea dată de capacitate să fie egală cu pătratul valorii alese pentru acoperirea benzii de frecvențe. Ex : Dacă avem un condensator variabil cu capacitatea maximă de 600 pF, iar factorul nostru de acoperire a gamei a rezultat egal cu 2, atunci capacitatea minimă a condensatorului variabil trebuie să fie egală cu :

$$\frac{600}{2^2} = 150 \text{ pF}$$

Pentru a afla banda acoperită de condensatorul nostru variabil cu capacitatea minimă de 150 pF, capacitatea medie 350 pF și capacitatea maximă de 600 pF, pentru lungimea de undă la rezonanță de 1 000 m, putem utiliza următorul calcul :

Determinăm mai întîi frecvența la rezonanță a circuitului :

$$f_0 = \frac{300\,000}{\lambda_0} = \frac{300\,000}{1\,000} = 300 \text{ kHz}$$

Calculăm apoi valoarea „L_0" a inductanței circuitului la rezonanță :

$$L_0 = \frac{\lambda_0^2}{3\,550 \cdot C} = \frac{1\,000^2}{3\,550 \cdot 350} = 0{,}8 \text{ mH}$$

Considerînd capacitatea bobinei egală cu 20 pF, determinăm frecvențele minime și maxime:

$$f_{min} = \frac{5\,033}{\sqrt{L \cdot (C + C_b)}} = \frac{5\,033}{\sqrt{0{,}8(150 + 20)}} = 457 \text{ kHz}$$

$$f_{max} = \frac{5\,033}{\sqrt{L \cdot (C + C_b)}} = \frac{5\,033}{\sqrt{0{,}8(600 + 20)}} = 218 \text{ kHz}$$

pentru care corespund lungimile de undă:

$$\lambda_{min} = \frac{300\,000}{457} = 656 \text{ m} \qquad \lambda_{max} = \frac{300\,000}{218} = 1\,376 \text{ m}$$

Dacă se cunoaște impedanța „Z_1" a circuitului de antenă și impedanța „Z_2" a circuitului acordat, atunci putem determina factorul de acoperire al gamei utilizînd formula:

$$k_a = \frac{Z}{\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}$$

unde: Z = impedanța comună a celor două circuite cuplate în Ω
Z_1 = impedanța circuitului de antenă în Ω
Z_2 = impedanța circuitului acordat în Ω

Dintre valorile k_1, k_2 k_3 se alege valoarea minimă care va constitui factorul nostru de cuplaj „k".

Inductanța mutuală între cele două circuite se determină cu relația:

$$M = k\sqrt{L \cdot L_c} = (\mu H)$$

unde: L = inductanța circuitului acordat în μH
L_c = inductanța bobinei de cuplaj în μH

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (k_a^2 - 1)}{(C_{max} - C_{min}) f_{max}^2} (\mu H)$$

unde: C_{max} și C_{min} = capacitatea maximă și minimă a condensatorului variabil în pF
f_{max} = frecvența maximă a circuitului în MHz

Factorul de transfer al tensiunii semnalului se află cu ajutorul formulei:

$$K = k \cdot Q \sqrt{\frac{L}{L_c}} \cdot \frac{1}{1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2}$$

unde : L = inductanța circuitului în μH
L_e = inductanța bobinei de cuplaj în μH
f_{min} = frecvența minimă în MHz
f = frecvența pentru care se determină mărimea „K" în MHz

Atenuarea frecvenței imagine se determină cu ajutorul relației :

$$\sigma_{im} = Q \frac{\left[\left(\frac{f+2f_i}{f}\right)^2 - 1\right]\left[1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f+2f_i}\right)^2\right]}{1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2}$$

unde : f = frecvența de acordare a receptorului în MHz
f_{min} = frecvența minimă a benzii în MHz
f_i = frecvența intermediară în MHz

Calculul se efectuează pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f = f_{max}$.

Alegerea frecvenței intermediare trebuie să îndeplinească condițiile :

— să fie în afara gamei frecvențelor purtătoare de lucru ale receptorului ;

— să asigure atenuarea dată a canalului imagine ;

— să asigure obținerea benzii de trecere necesare receptorului ;

— să fie suficient de mică pentru a asigura stabilitatea necesară receptorului echipat cu cele mai simple și ieftine dispozitive electronice ;

— să aibă una din următoarele valori standard : 110 kHz ; 465 kHz ; 1,6 MHz ; 19 MHz ; 2,2 MHz ; 15 MHz ; 30 MHz ; 60 MHz ; 100 MHz.

Atenuarea recepției semnalelor care au frecvența egală cu frecvența intermediară, pentru cazul acordării receptorului pe frecvența f cea mai apropiată de frecvența intermediară, se face cu ajutorul relației :

$$\sigma_i = Q \frac{\left[\left(\frac{f_i}{f}\right)^2 - 1\right]\left[1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f_i}\right)^2\right]}{1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2}$$

Exemplu: Avem de calculat un circuit de intrare cu cuplaj prin transformator pentru banda de frecvențe de 200—500 kHz, folosind un condensator variabil de 20—500 pF. Factorul de calitate al circuitului de antenă îl alegem egal cu 50. Receptorul este de clasa 1 cu $F_{sup} = 6{,}5$ kHz. Considerăm că avem un singur circuit acordat, iar frecvența intermediară o alegem egală cu 465 kHz.

1. Inductanța bobinei de cuplaj este:

$$L_c = \frac{350}{f^2_{min}} = \frac{350}{0{,}2^2} = 875\ \mu H$$

2. Pentru banda de frecvențe de 200—500 kHz factorul de calitate al circuitului acordat nu trebuie să depășească valoarea:

$$Q = \frac{130}{F_{sup}} = \frac{130}{6{,}5} = 20$$

3. Factorul de acoperire al gamei este:

$$k_a = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{500}{200} = 2{,}5$$

4. Considerînd capacitatea de intrare a primului tub egală cu 5 pF, capacitatea bobinei egală cu 15 pF și capacitatea montajului egală cu 10 pF atunci capacitatea parazită va fi:

$$C_p = C_b + C_m + C_i = 15 + 10 + 5 = 30\ pF$$

5. Inductanța bobinei L:

$$L = \frac{25\,330}{f^2_{min} \cdot C_{min}} = \frac{25\,330}{0{,}5^2 \cdot 30} = 3\,400\ \mu H$$

6. Factorul de cuplaj maxim k_1:

$$k_1 = 0{,}25 \sqrt{\frac{Q_a}{Q}} = 0{,}25 \sqrt{\frac{50}{20}} = 0{,}375$$

7. Factorul de cuplaj maxim k_2 îl alegem egal cu 0,7.

8. Factorul de cuplaj maxim k_3:

$$k_3 = 0{,}7 \sqrt{\frac{k_a^2 - 1}{Q(k_a^2 - 0{,}5)}} = 0{,}7 \sqrt{\frac{2{,}5^2 - 1}{20(2{,}5^2 - 0{,}5)}} = 0{,}14$$

Dintre valorile de mai sus alegem factorul de cuplaj k egal cu 0,14 (valoarea cea mai mică).

9. Inductanța mutuală între cele două bobine:

$$M = k\sqrt{L \cdot L_c} = 0{,}14\sqrt{3\,400 \cdot 875} = 186{,}7\ \mu H$$

10. Factorul de transfer al tensiunii semnalului pentru $f = f_{max}$:

$$K = k \cdot Q\sqrt{\frac{L}{L_c}} \cdot \frac{1}{1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2} =$$

$$= 0{,}14 \cdot 20\sqrt{\frac{3\,400}{875}} \cdot \frac{1}{1 - 0{,}3\left(\frac{0{,}2}{0{,}5}\right)^2} = 5{,}32$$

11. Atenuarea frecvenței imagine:

$$\sigma_{im} = Q\frac{\left[\left(\frac{f + 2f_i}{f}\right)^2 - 1\right]\left[1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f + 2f_i}\right)^2\right]}{1 - 0{,}3\left(\frac{f_{min}}{f}\right)^2} =$$

$$= \frac{20\left[\left(\frac{0{,}5 + 2 \cdot 0{,}465}{0{,}5}\right)^2 - 1\right]\left[1 - 0{,}3\left(\frac{0{,}2}{0{,}5 + 2 \cdot 0{,}4}\right)^2\right]}{1 - 0{,}3\left(\frac{fim}{f}\right)^2\ 1 - 0{,}3\left(\frac{0{,}200}{0{,}5}\right)^2} = 150$$

1.8. Calculul circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator între antenă și circuitul acordat pentru US.

1. Inductanța bobinei de cuplaj se ia egală cu 4—25 μH sau se calculează cu ajutorul relației:

$$L_c = \frac{25\,330}{f_A \cdot C_A} = \frac{16 \ldots 100}{f_{min}}\ (\mu H)$$

unde: f_{min} = frecvența minimă a benzii în MHz
F_A = frecvența proprie a antenei în MHz
C_A = capacitatea proprie a antenei în pF

Factorul de cuplaj între cele două bobine se calculează cu relația:

$$k = \frac{0{,}3}{\sqrt{Q}}$$

unde: Q = factorul de calitate a circuitului acordat în practică se ia egal cu 100—150.

Inductanța mutuală:

$$M = k\sqrt{L \cdot L_c}$$

unde: L = inductanța circuitului acordat în μH
L_c = inductanța bobinei de cuplaj în μH

Inductanța bobinei L:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (k_s^2 - 1)}{(C_{max} - C_{min}) f_{max}^2} (\mu H)$$

Factorul de transfer al tensiunii:

$$K = (1 - 3)10^{-2} \cdot Q \cdot f_{min} \cdot M$$

unde: f_{min} = frecvența minimă a benzii în MHz
M = inductanța mutuală în μH

Pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f = f_{max}$, calculăm atenuarea pe frecvența imagine cu ajutorul relației:

$$\sigma_{im} = Q\left(\frac{f + 2f_i}{f} - \frac{f}{f + 2f_i}\right)$$

unde: f = frecvența pe care este acordat receptorul în MHz
f_i = frecvența intermediară în MHz

1.9. Calculul circuitului de intrare cu cuplaj capacitiv între antenă și circuitul acordat pentru US, UL, UM.

Pentru a determina valoarea condensatorului de cuplaj C_c determinăm mai întîi o valoare maximă C_{c1} în pF, care rezultă din dezacordul admisibil al circuitului (fig. 63):

$$C_{c1} = \frac{4\,000}{f_{max}\sqrt{Q \cdot L}} (pF)$$

unde: Q = factorul de calitate al circuitului
f_{max} = frecvența maximă a benzii în MHz
L = inductanța circuitului în μH

Factorul de calitate al circuitului acordat se determină ca la cuplajul prin transformator.

Inductanța bobinei L se determină pentru fiecare gamă de unde în parte cu relația cunoscută:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (k_c^2 - 1)}{(C_{max} - C_{min}) f_{max}^2} (\mu H)$$

Determinăm apoi o valoare maximă C_{c2} cu ajutorul mărimii auxiliare C_{02}:

$$C_{02} = \frac{5\,000}{f_{max}^2 \cdot L \cdot Q} (pF)$$

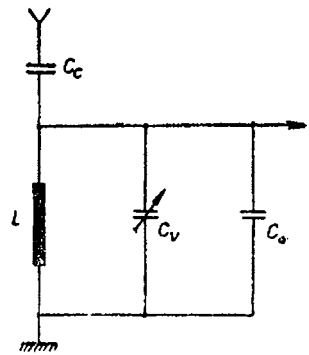


Fig. 63

unde: f_{max} = frecvența maximă a benzii în MHz
Q = factorul de calitate al circuitului

$$C_{c2} = \frac{200 \cdot C_{02}}{200 - C_{02}} (pF)$$

Dintre valorile C_{c1} și C_{c2} alegem valoarea cea mai mică care va constitui valoarea căutată pentru C_c.

Factorul de transfer al tensiunii semnalului:

$$K = 4 \cdot 10^{-5} \cdot C_0 \cdot L \cdot Q \cdot f^2; \quad C_0 = \frac{200 \cdot C_o}{200 + C_o} \quad (pF)$$

unde: C_0 = o mărime auxiliară în pF
L = inductanța circuitului în μH
Q = factorul de calitate a circuitului
f = frecvența pentru care se determină mărimea K în MHz

Pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f = f_{max}$ determinăm atenuarea frecvenței imagine cu ajutorul formulei:

$$\sigma_{im} = Q\left[1 - \left(\frac{f}{f + 2f_i}\right)^2\right]$$

unde: Q = factorul de calitate a circuitului
f_i = frecvența intermediară în MHz

Pentru frecvența „f" cea mai apropiată de frecvența intermediară, determinăm atenuarea recepției semnalului cu ajutorul formulei

$$\sigma_i = Q\left[1 - \left(\frac{f}{f_i}\right)^2\right]$$

Exemplu: Avem de calculat un circuit de intrare cu cuplaj capacitiv cu datele din exemplul de la § 7:

1. Determinăm mărimea auxiliară „C''_{c1}":

$$C_{c1} = \frac{4\,000}{f_{max}\sqrt{L \cdot Q}} = \frac{4\,000}{0{,}5\sqrt{20 \cdot 3\,400}} = 100 \text{ pF}$$

2. Determinăm mărimea auxiliară „C''_{02}":

$$C_{02} = \frac{5\,000}{\sqrt{f^3_{max} \cdot L \cdot Q}} = \frac{5\,000}{\sqrt{0{,}5^3 \cdot 3\,400 \cdot 20}} = 50 \text{ pF}$$

3. Calculăm capacitatea „C''_{c2}":

$$C_{c2} = \frac{200 \cdot C_{02}}{200 - C_{02}} = \frac{200 \cdot 50}{200 - 50} = 70 \text{ pF}$$

Dintre mărimile „C''_{c1} și „C''_{c2} alegem valoarea cea mai mică. Capacitatea condensatorului nostru de cuplaj va avea valoarea de 70 pF.

4. Pentru f = 500 kHz calculăm factorul de transfer al tensiunii semnalului:

$$K = 4 \cdot 10^{-5} \cdot Co \cdot L \cdot Q \cdot f^2 = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 50 \cdot 3{,}400 \cdot 20 \cdot 0{,}5^2 = 3{,}4$$

5. Atenuarea frecvenței imagine pentru $f = f_{max}$:

$$\sigma_{im} = Q\left[1 - \left(\frac{f}{f + 2f_i}\right)^2\right] = 20\left[1 - \left(\frac{0{,}5}{0{,}5 + 2 \cdot 0{,}465}\right)^2\right] = 18$$

1.10. **Amplificatoare.** Una din funcțiile principale ale tuburilor electronice este aceea a amplificării, adică obținerea la ieșirea unui montaj numit amplificator a unui semnal mai mare.

Putem avea unul sau mai multe etaje amplificatoare, primul etaj numindu-se etaj preamplificator, iar ultimul — etaj final (impedanța lui de sarcină fiind un difuzor sau o cască).

Dacă dorim a mări tensiunea, vom mări sarcina anodică, iar dacă dorim a obține în sarcina anodică o putere maximă, impedanța „Z" a sarcinii tubului trebuie să fie pur rezistivă

și egală cu rezistența internă a tubului „R_i". De aici rezultă că avem amplificatoare de tensiune și amplificatoare de putere.

După frecvența semnalului ce dorim a-l amplifica deosebim:
— amplificatoare de joasă frecvență
— amplificatoare de medie frecvență
— amplificatoare de înaltă frecvență
— amplificatoare de curent continuu

După tipul sarcinii anodice amplificatoarele se împart în:
— amplificatoare cu rezistență
— amplificatoare cu transformator
— amplificatoare cu circuit acordat etc.

Funcție de regimul de funcționare a tuburilor electronice, amplificatoarele se împart în clase notate cu litere.

În figura 64 să presupunem că avem reprezentată caracteristica de funcționare a unei triode. Pe curba $I_a = f(U_g)$ avem trei puncte notate cu ABC. Dacă punctul „A" de funcționare a triodei se află pe porțiunea rectilinie și întreaga porțiune de lucru este rectilinie, regimul de lucru al amplificatorului se numește de clasă A.

Dacă vom deplasa punctul „A" de funcționare în punctul „B", iar amplificarea oscilațiilor este atît de mare încît se poate neglija curbura inferioară a caracteristicii, presupunînd deci că întreaga porțiune de lucru este rectilinie, se spune că amplificatorul lucrează în clasă B.

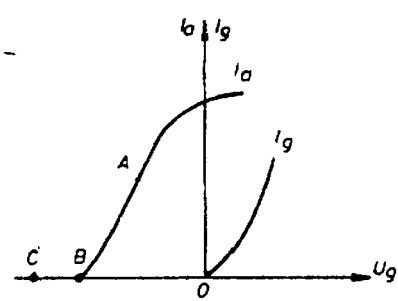


Fig. 64

Dacă vom deplasa și mai mult punctul de funcționare, pînă în punctul C, randamentul amplificatorului va crește proporțional cu distorsiunile (regimul de lucru al unui astfel de amplificator se spune că este în clasă C, clasă care este des utilizată în emițătoare).

În clasele A și B curentul de grilă este nul, iar în clasa C el există pentru tensiuni apropiate de saturație.

Amplificatoarele de clasa A sînt caracterizate prin reproducerea semnalului cu distorsiuni minime, „I_a" și „U_g", avînd variații în timp aproape identice.

Dezavantajul lor este că au un randament scăzut.

În cazul amplificatoarelor de clasă B nu putem folosi un singur tub datorită distorsiunilor mari ce ar apare; de aceea, în acest caz, se folosesc două tuburi electronice care lucrează în contratimp (pe rînd), alternanța pozitivă fiind dată de un tub, iar cea negativă de celălalt tub (refăcîndu-se astfel sinusoida curentului alternativ și reducîndu-se distorsiunile).

În practică se mai folosesc amplificatoare de clasă mixtă, numită clasa AB (pentru semnale slabe tubul funcționează în clasă A, iar pentru cele puternice, în clasa B).

Totodată, s-a mai convenit ca în clăsificarea amplificatoarelor să se mai noteze cu cifra 1 dacă funcționarea se face *fără curent de grilă* și cu cifra 2 dacă funcționarea se face *cu curent de grilă*.

Realizarea ideală a unui amplificator este imposibilă datorită unor cauze obiective, cum ar fi: cuplajele parazite, capacitatea internă a tubului, tensiunea de alimentare, toate acestea înrăutățind amplificarea dorită de noi.

De obicei, în practică, cuplajele parazite între diferitele etaje ale amplificatorului se înlătură, introducînd filtre de cuplare LC sau RC în circuitul anodic al preamplificatorului sau în circuitul de grilă.

Pentru a înlătura curenții de grilă, grilele tuburilor amplificatoare trebuie să aibă în permanență un potențial negativ.

Raportul dintre tensiunea la ieșire a amplificatorului și tensiunea la intrarea lui se numește amplificarea în tensiune:

$$A = \frac{U}{U_i}$$

Raportul între puterea la ieșire a amplificatorului și puterea la intrarea lui se numește amplificarea în putere și se exprimă în dB:

$$G = 10 \lg \frac{P_{ieș}}{P_{int.}}$$

Distorsiunile reprezintă deformarea semnalului amplificat la ieșirea amplificatorului față de semnalul la intrare.

Sensibilitatea amplificatorului se exprimă prin tensiunea necesară la intrare pentru a se obține la ieșire puterea nominală a sarcinii.

Raportul semnal/zgomot este rapôrtul între tensiunea de semnal la ieșirea amplificatorului și tensiunea de zgomot pro-

prie la ieşire considerată pentru semnalul de amplitudine cea mai mică care este amplificat.

Gama dinamică a amplificatorului este raportul între semnalul de tărie maximă şi semnalul de tărie minimă pe care le poate amplifica amplificatorul şi se exprimă în dB. Pentru un program muzical este nevoie de 60—80 dB.

Curba tensiunii la ieşirea amplificatorului, funcţie de frecvenţă, — menţinînd la intrare tensiunea de semnal constantă — se numeşte *caracteristica de frecvenţă*. Ea se mai poate exprima prin variaţia amplificării în tensiune, funcţie de frecvenţă.

Banda de frecvenţe „B", în interiorul căreia amplificarea nu variază cu mai mult de 3 dB, se numeşte banda de trecere a amplificatorului.

În figura 65 se dă exemplul tip pentru un amplificator de tensiune cu două etaje, folosind pentode drept tuburi amplificatoare. Aici în circuitul anodic al primului tub se introduce rezistenţa „R_a," iar tensiunea amplificată se aplică grilei de comandă a tubului următor prin condensatorul „C_g" care separă grila tubului de tensiunea continuă înaltă. Rezistenţa „R_g" permite scurgerea electronilor care vin pe grilă. Filtrele R_oC_o permit negativarea tuburilor electronice. Capacitatea „C_f" înlătură cuplajele parazite. Rezistenţa „R" reglează potenţialul grilei ecran, iar condensatorul „C" scurtcircuitează componenta alternativă a curentului grilă-ecran, făcînd ca potenţialul ecranului să fie constant.

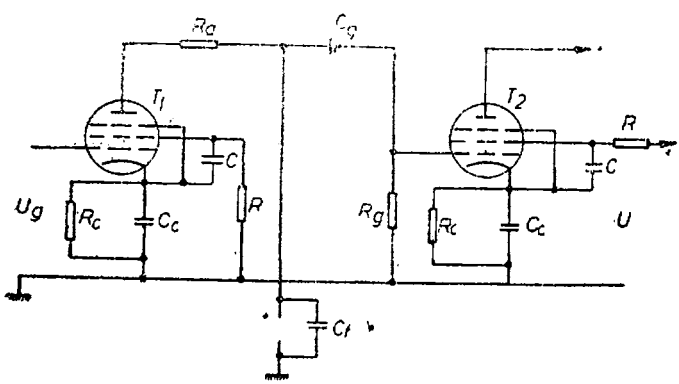


Fig. 65

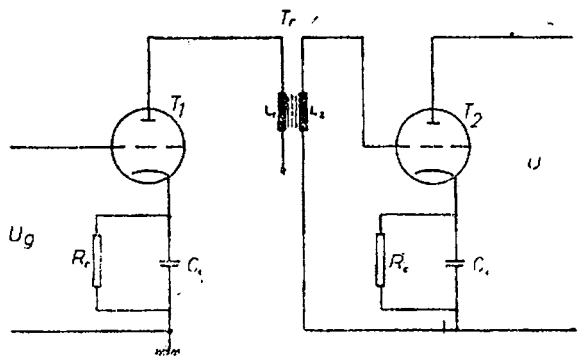


Fig. 66

La acest tip de amplificator amplificarea este independentă de frecvență, ceea ce-l face util ca amplificator de frecvență audio.

La amplificatorul de tensiune cu bobină de șoc, rezistența „R_a" se înlocuiește cu o inductanță „L_a" (cu rezistență neglijabilă), la bornele căreia se va produce tensiune alternativă (tensiunea continuă fiind aplicată în întregime tubului).

În cazul amplificatorului de tensiune cu transformator în circuitul anodic al tubului, avem ca sarcină înfășurarea primară a unui transformator „T_r" cu miez feromagnetic (fig. 66), iar înfășurarea secundară formează tensiunea care se aplică la grila tubului următor. Acest tip de transformator este ridicător de tensiune cu raportul de transformare $n = 2—4$, cu scăpări de flux magnetic mic.

Amplificatoarele cu transformator sînt folosite de regulă ca amplificatoare de joasă frecvență.

Amplificatoarele de tensiune de frecvență intermediară se folosesc în receptoarele superheterodină și au drept scop să asigure o amplificare uniformă a benzilor laterale, nelăsînd să treacă alte frecvențe. Aici frecvența intermediară fiind fixă, amplificatorul se reglează o dată pentru totdeauna.

1.11. Amplificatoare de radiofrecvență. Se mai numesc și amplificatoare de bandă îngustă, deoarece amplifică semnale ale căror frecvențe sînt cuprinse într-o bandă de frecvențe situată în jurul unei frecvențe centrale f_0. Toate amplificatoarele de radiofrecvență folosesc circuite acordate (de obicei

circuite LC derivație), cu ajutorul cărora se poate realiza o selectivitate bună.

Caracteristicile principale ale amplificatoarelor de radiofrecvență sînt aceleași ca și ale amplificatoarelor în general: amplificarea în tensiune și putere, caracteristica de frecvență, sensibilitate, distorsiuni.

Amplificarea în tensiune este dată de relația

$$A = \frac{U}{U_g} = S_d \cdot Z_s$$

unde: S_d = panta dinamică a tubului
Z_s = impedanța de sarcină

Caracteristica de frecvență a etajului amplificator este determinată de curba de rezonanță a impedanței de sarcină.

Banda de frecvențe „B" se definește ca diferența între frecvențele la care amplificarea scade cu 3 dB față de amplificarea maximă.

Selectivitatea amplificatorului se exprimă prin atenuarea unui semnal de frecvență „f" situată în afara benzii „B", față de un semnal de aceeași amplitudine și de frecvență „f_0" egală cu frecvența centrală a benzii.

Distorsiunile introduse de un asemenea amplificator sînt distorsiuni de frecvență de atenuare și de fază.

Amplificatoarele de radiofrecvență de tensiune lucrează practic în clasa A, cu un singur circuit de sarcină LC derivație sau cu două ori mai multe circuite cuplate între ele capacitiv, inductiv sau prin transformator.

Pentru cazul cuplajului capacitiv (fig. 67) banda de trecere B se calculează cu relația:

$$B = \frac{f_0}{Q_{ef}}$$

unde: Q_{ef} = valoarea efectivă a factorului de calitate la rezonanță, ținînd seama de amortizarea introdusă de rezistențele $R_i R_g$ și R_{intr}.

În cazul pentodelor amplificarea dată de etaj se poate calcula cu ajutorul formulei:

$$A_0 = S \cdot Q_{ef} \cdot L \cdot \omega_0$$

Capacitatea condensatorului de ajustare C_a se află cu formula:

$$C_a = C_s - C_p \text{ (pF)}: \text{ unde } C_s = \frac{C_{max} - k_a^2 \cdot C_{min}}{k_a^2 - 1} \text{ (pF)}$$

unde: C_p = capacitatea parazită în pF.

Pentru tubul electronic ales, stabilim valoarea amplificării stabile pentru fiecare gamă de undă în parte, cu ajutorul relației:

$$K_{st} = 200 \sqrt{\frac{S}{f_{max} \cdot C_{ga}}}$$

unde: S = panta tubului electronic în mA/V
f_{max} = frecvența maximă a grilei în kHz
C_{ga} = capacitatea între anod și grilă a tubului în pF

La rezonanță obținem valoarea maximă a rezistenței echivalente a circuitului cu ajutorul relației:

$$R_0 = 6{,}28\, Q \cdot L \cdot f_{max} \cdot 10^{-3} \text{ (k}\Omega\text{)}$$

unde: Q = factorul de calitate a circuitului
L = inductanța bobinei în μH
f = frecvența maximă a benzii în MHz

Pentru o funcționare stabilă avem raportul de transformare:

$$n_1 = \frac{K_{st}}{S \cdot R_0}$$

iar pentru menținerea selectivității circuitului, avem raportul de transformare:

$$n_2 = \frac{0{,}5 \sqrt{R_i}}{\sqrt{R_0}}$$

unde: K_{st} = factorul de amplificare stabilă
S = panta tubului în mA/V
R_0 = rezistența maximă a circuitului la rezonanță în kΩ
R_i = rezistența internă a tubului în kΩ

Se alege dintre valorile „n_1" și „n_2" cea mai mică. Dacă din calcul rezultă $n > 1$, atunci vom considera $n = 1$.

Dacă $n = 1$, anodul tubului electronic îl conectăm la capătul de sus al circuitului. Dacă $n < 1$, atunci anodul tubului

electronic îl conectăm la o priză a bobinei „L". Priza se alege la $n \cdot \omega$ spire față de capătul de jos al bobinei.

Amplificarea la capetele benzilor de frecvență pentru gamele de unde respective rezultă din relațiile:

$$K_{max} = S \cdot R_0 \cdot n; \quad K_{min} = K_{max} \frac{f_{min}}{f_{max}}$$

unde: S = panta tubului în mA/V
R_0 = rezistența maximă a circuitului la rezonanță, în kΩ
n = raportul de transformare
f_{max} și f_{min} = frecvențele maximă și minimă ale benzii din gama de unde în MHz

Atenuarea frecvenței imagine o calculăm cu relația:

$$\sigma_{im} = Q\left(\frac{f + 2f_i}{f} - \frac{f}{f + 2f_i}\right)$$

unde: f = frecvența pe care este acordat radioreceptorul în kHz
f_i = frecvența intermediară în kHz
Q = factorul de calitate al circuitului

Calculul se face pentru cazul cel mai defavorabil, cînd $f = f_{max}$.

Pentru frecvența f pe care este acordat radioreceptorul, determinăm atenuarea recepției semnalului cu frecvența egală cu valoarea frecvenței intermediare, cu relația:

$$\sigma_i = Q\left(\frac{f_i}{f} - \frac{f}{f_i}\right)$$

unde: Q = factorul de calitate al circuitului
f_i = frecvența intermediară în kHz

Calculul se face în cazul cel mai defavorabil, cînd radioreceptorul este acordat pe frecvența f cea mai apropiată de frecvența intermediară.

Rezistențele fixe din circuitele de alimentare ale tubului electronic se calculează cu formula generală:

$$R = \frac{\Delta U}{I} \quad (k\Omega)$$

unde : ΔU = căderea de tensiune necesară în V

I = curentul circuitului electronic pentru tubul ales în mA

Puterea disipată în rezistență :

$$P = \frac{\Delta U^2}{1\,000R} \quad (W)$$

unde : R = rezistența din circuitul de alimentare a tubului electronic în kΩ.

Condensatorii folosiți sînt cei indicați în scheme.

Exemplu : avem de calculat amplificatorul de radiofrecvență din exemplul de la § 7. Folosim tubul electronic EC84 la care se cunosc : $S = 10$ mA/V ; $R_i = 4{,}2$ kΩ ; $C_{ga} = 2{,}4$ pF ; $U_a = 250$ V ; $U_{e} = 100$ V ; $I_a = 9{,}25$ mA ; $I_e = 2{,}5$ mA ; $U_{g0} = -3$ V. Tensiunea sursei de alimentare anodică este de 300 V.

1. Determinăm capacitatea necesară circuitului de ajustare :

$$C_s = \frac{C_{max} - k_a^2 \cdot C_{min}}{k_a^2 - 1} = \frac{500 - 2{,}5^2 \cdot 20}{2{,}5^2 - 1} = 70 \text{ pF}$$

2. Capacitatea condensatorului de ajustare va fi :

$$C_a = C_s - C_p = 70 - 30 = 40 \text{ pF}$$

3. Valoarea amplificării stabile este :

$$K_{st} = 200 \sqrt{\frac{10}{500 \cdot 2{,}4}} = 18$$

4. Rezistența echivalentă a circuitului la rezonanță :

$$R_0 = 6{,}28 \cdot Q \cdot L \cdot f_{max} \cdot 10^{-3} = 6{,}28 \cdot 20.3\,400 \cdot 0{,}5.10^{-3} =$$

$$= 213{,}5 \text{ k}\Omega$$

5. Pentru o funcționare stabilă avem raportul de transformare :

$$n_1 = \frac{K_{st}}{S \cdot R_0} = \frac{18}{10 \cdot 213{,}5} = 0{,}008$$

6. Pentru menținerea selectivității circuitului avem raportul de transformare:

$$n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{R_1}{R_0}} = 0{,}5\sqrt{\frac{4{,}2}{213{,}5}} = 0{,}05$$

Dintre cele două valori n_1 și n_2 alegem pentru n valoarea de 0,008.

7. Amplificarea la capetele benzilor de frecvență este:

$$K_{max} = S \cdot R_0 \cdot n = 10 \cdot 213{,}5 \cdot 0{,}008 = 17$$

$$K_{min} = K_{max}\frac{f_{min}}{f_{max}} = 17\,\frac{200}{500} = 6{,}8$$

8. Atenuarea frecvenței imagine:

$$\sigma_{im} = Q\left(\frac{f + 2f_1}{f} - \frac{f}{f + 2f_1}\right) = 20\left(\frac{500 + 2 \cdot 465}{500} - \right.$$

$$\left. - \frac{500}{500 + 2 \cdot 465}\right) = 5$$

1.13. **Detectoare.** Detecția este o operație inversă modulației. Prin detecție extragem semnalul dorit din purtătoarea de unde.

După natura undei modulate putem clasifica detectoarele în:

— detector pentru unde modulate în amplitudine
— " " " frecvență
— " " " impuls

Pentru detectoarele de unde modulate în amplitudine uzual se folosește detecția cu diodă (fig. 71).

Problema care se pune în acest caz este alegerea impedanței Z astfel încît să obținem tensiunea $U_d = (0{,}8 - -0{,}9)U_0$.

unde: U_d = tensiunea la ieșire (detectată)

U_0 = tensiunea la intrare

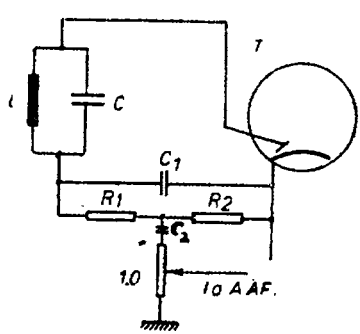


Fig. 71

Neglijînd pierderile diodei montajului serie din figura 71, R_{int} are valoarea:

$$R_{int} = \frac{1}{2} R_d$$

iar pentru montajul în paralel:

$$R_{int} = \frac{1}{3} R_d$$

Factorul de detecție se calculează cu relația:

$$K_{det} = \frac{1}{1 + \frac{5 \cdot R_{det}}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

unde: R_{det} = rezistența internă a diodei în kΩ.

La modulația de 100% amplitudinea semnalului la ieșirea din etajul de detecție are valoarea

$$U_{mieși} = \sqrt{2} \cdot K_{det} \cdot U_{in}$$

Pentru $\omega = 2\pi \cdot 470 \cdot 10^3$ rad/s avem: $R_d = 500$ kΩ și $C_d = 100$ pF.

U_{in} este valoarea efectivă a semnalului de radiofrecvență la intrarea detectorului.

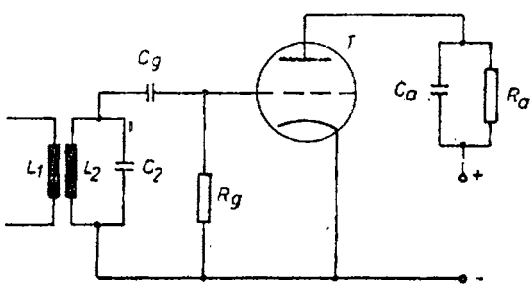


Fig. 72

În locul diodelor putem folosi și triode unde spațiul grilă-catod servește drept diodă. În acest caz avem:

— detecția de grilă (fig. 72)

— detecția anodică (fig. 73)

În cazul detectoarelor pentru unde modulate în frecvență, aici detecția semnalelor respective comportă mai întîi conversia

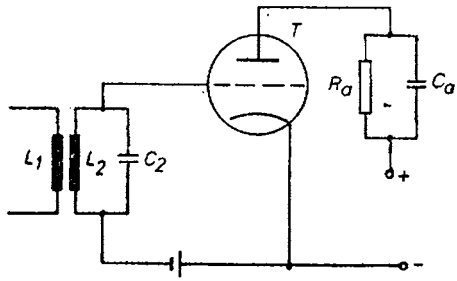


Fig. 73

modulației cu ajutorul discriminatorului și apoi detecția ei prin una din metodele studiate mai sus.

Pentru discriminatoare deosebim:

— discriminator de frecvență
— discriminator de amplitudine
— discriminator de fază.

Cel mai simplu discriminator de frecvență este circuitul oscilant.

Montînd în contratimp două discriminatoare de frecvență cu circuitele simetric dezacordate față de frecvența purtătoare a semnalului, obținem discriminatorul de amplitudine (fig. 74).

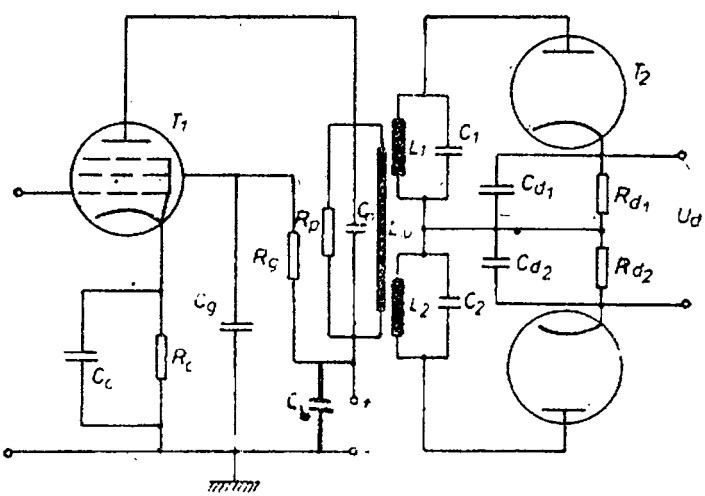


Fig. 74

iar grila a treia separă trioda de tetrodă. Oscilatorul are circuitul oscilant pe grilă și bobina de reacție pe anod.

La schimbarea de frecvență prin amestec, tensiunea auxiliară este generată într-un oscilator separat, fiind aplicată, de obicei, pe grila a treia a tubului, iar semnalul, pe prima grilă (fig. 78).

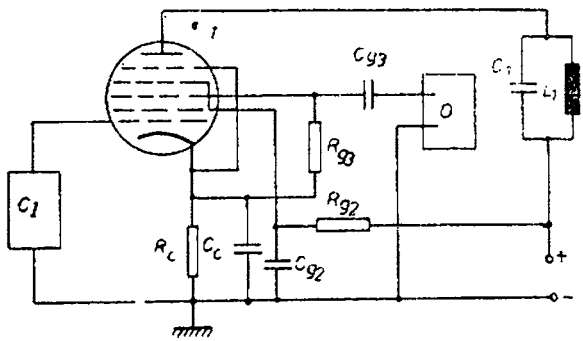


Fig. 78

Calculul unui etaj schimbător de frecvență este următorul : în practică, filtrul de frecvență intermediară din circuitul anodic al schimbătorului de frecvență se ia identic cu filtrul folosit în etajele de amplificare a frecvențelor intermediare. Raportul necesar pentru menținerea selectivității este :

$$n = 0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_0}}$$

unde: R_0 = rezistența la rezonanță a circuitului acordat, aceeași din calculul amplificării frecvenței intermediare în kΩ

R_i = rezistența internă a tubului schimbător de frecvență în kΩ

Dacă $n > 1$, în calcul se va lua $n = 1$.

Dacă $n = 1$, anodul tubului schimbător se va conecta la capătul de sus al circuitului primar al filtrului, iar în cazul cînd $n < 1$ anodul tubului se conectează la o priză a bobinei, între capătul de jos al bobinei și priză trebuind să fie $n\omega$ spire („ω" fiind numărul de spire al bobinei).

Amplificarea dată de etaj este:

$$K = \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} R_0 \cdot S_c \cdot n$$

unde: S_c = panta convertoare a tubului care se ia din tabele în mA/V

Dacă nu o găsim în tabele, atunci putem considera $S_c = \frac{1}{4} S$, unde S este panta tubului în regim normal de amplificare.

Şi în circuitul oscilatoriu local, în paralel cu condensatorul variabil, se conectează un condensator ajustabil de aceeaşi valoare ca cel folosit în circuitul de intrare.

Se determină apoi frecvenţa mijlocie a benzii cu relaţia:

$$f_{mijl} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2}$$

şi mărimile auxiliare

$$C_k = C + C_{aj} \qquad n = \frac{f_i}{f_{mijl}}$$

Din diagrama nr. 4 se determină coeficientul „q", cu ajutorul căruia determinăm inductanţa circuitului acordat al oscilatorului:

$$L_{os} = q \cdot L$$

unde L = inductanţa circuitului de intrare în μH.

Exemplu: calculăm etajul schimbător de frecvenţă pentru exemplul de la paragraful 7 unde vom folosi un tub 6A10C cu $S_c = 0{,}45$ mA/V; $R_i = 300$ k; filtrul de bandă cu parametrii $R_0 = 150$ μΩ; $\alpha = 1$.

1. Raportul de transformare va fi:

$$n = 0{,}5 \sqrt{\frac{R_i}{R_0}} = 0{,}5 \sqrt{\frac{300}{150}} = 0{,}7$$

2. Amplificarea dată de etaj este:

$$K = \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} R_0 \cdot S_c \cdot n = \frac{1}{1 + 1^2} 150 \cdot 0{,}45 \cdot 0{,}7 = 24$$

3. Frecvența mijlocie a benzii:

$$f_{mijl} = \frac{f_{max} + f_{min}}{2} = \frac{500 + 200}{2} = 350 \text{ kHz}$$

4. Valoarea mărimilor auxiliare este:

$$C_k = C + C_{aj} = 500 + 40 = 540 \text{ pF}$$

$$n = \frac{f_1}{f_{mijl}} = \frac{465}{350} = 1{,}3$$

5. Cu ajutorul mărimilor auxiliare de mai sus și cu ajutorul diagramelor 41, 42, 43 determinăm pe: $C_{ser} = 150$ pF; $C_{par} = 35$ pF; $q = 0{,}2$

6. Inductanța bobinei oscilatorului este:

$$L_{osc} = q \cdot L = 0{,}2 \cdot 3\,400 = 680 \ \mu H$$

1.15. **Calculul filtrelor de frecvență intermediară.** Numărul *m* de filtre de frecvență intermediară trebuie să fie cu unul mai mare decît numărul etajelor de amplificare a frecvenței intermediare, aceasta deoarece unul din aceste filtre intră în circuitul anodic al tubului schimbător de frecvență, iar celelalte în etajele de amplificare a frecvenței intermediare.

Atenuarea introdusă de fiecare filtru este:

$$\sigma = \frac{m_1}{m}$$

unde: m_1 = atenuarea totală a recepției la limita benzii de trecere în dB

m = nr. de filtre ales de noi

Calculul se execută cu ajutorul filtrelor de bandă generalizate.

Pentru un calcul expeditiv procedăm astfel: pentru un factor de cuplaj al circuitelor „k" și un factor de calitate „Q" al circuitului acordat (considerînd că toate circuitele au aceleași date pentru „k" și „Q"), determinăm mărimea:

$$\alpha = k \cdot Q$$

Pentru „Q" putem lua următoarele valori: pentru circuite cu bobine, înfășurate cu conductor monofilar, pe carcase de carton fără miez $Q = 20—30$; pentru circuite cu bobine,

înfăşurate cu liţă de radiofrecvenţă pe carcase de bună calitate cu miez feromagnetic Q = 30—80; pentru bobine tip oală Q = 80—200.

Factorul de cuplaj „k" poate fi determinat ca la calculul circuitului de intrare.

Capacitatea „C" a fiecărui circuit acordat se alege între limitele 50—200 pF, ţinînd cont că mărirea capacităţii face să crească stabilitatea de funcţionare a amplificatorului, dar micşorează valoarea amplificării dată de fiecare etaj de frecvenţă intermediară.

Inductanţa bobinei o calculăm cu formula:

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_i^2 \cdot C} (\mu H)$$

unde: f_i = frecvenţa intermediară în kHz
C = capacitatea condensatorului în pF

Inductanţa mutuală:

$$M = k \cdot L = \frac{\alpha}{Q} L \qquad (\mu H)$$

Pentru cazul utilizării cuplajului capacitiv:

$$C_c = k \cdot C = \frac{\alpha}{Q} C$$

Exemplu: pentru exemplul de la § 7, unde presupunem că atenuarea totală a recepţiei este de 10 dB, Q = 30; k = 0,04; m = 2; C = 200 pF.

1. Determinăm valoarea:

$$\alpha = k \cdot Q = 0{,}04 \cdot 30 \simeq 1$$

2. Alegem cuplajul inductiv şi atunci inductanţa mutuală între bobinele filtrului este:

$$M = k \cdot L = 0{,}04 \cdot \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_i^2 \cdot C} = 0{,}04 \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{465^2 \cdot 200} = 25{,}2\ \mu H.$$

1.16. **Calculul amplificatorului de frecvenţă intermediară.**

Rezistenţa echivalentă la rezonanţă a amplificatorului (fig. 79) este:

$$R_0 = 6{,}28 \cdot Q \cdot L \cdot f_i \cdot 10^{-6} \qquad (k\Omega)$$

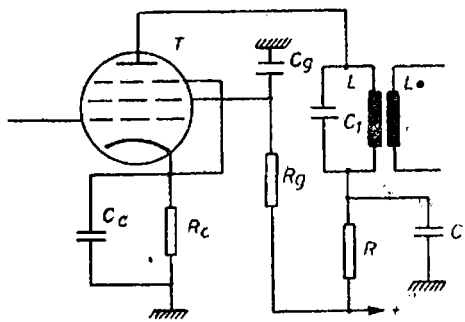


Fig. 79

Valoarea limitei de amplificare stabile pentru un tub se calculează cu formula :

$$K_{st} = 200 \sqrt{\frac{S}{f_1 \cdot C_{ga}}}$$

unde S = panta tubului în mA/V
C_{ga} = capacitatea de trecere între anod și grilă în pF
f_1 = frecvența intermediară în kHz
L = inductanța bobinei filtrului în μH
Q = factorul de calitate al filtrului

Raportul de transformare necesar pentru o funcționare stabilă „n_1" și menținerea selectivității „n_2" sînt :

$$n_1 = \frac{K_{st}}{\sqrt{S \cdot R_0}} \quad n_2 = 0{,}5 \sqrt{\frac{R_1}{R_k}}$$

Dintre valorile „n_1" și „n_2" se alege valoarea cea mai mică. Dacă această valoare depășește unitatea, atunci pentru „n" luăm $n = 1$.

Dacă $n = 1$, anodul tubului amplificator se conectează la capătul de sus al circuitului primar, iar în cazul cînd $n < 1$, anodul tubului se conectează la priza mediană a bobinei (între priză și capătul de jos al bobinei trebuie să fie $n\omega$ spire).

Amplificarea dată de acest etaj este :

$$K = \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} S \cdot R_0$$

Rezistențele din circuitele electrozilor tuburilor se calculează la fel ca la amplificatorul de radiofrecvență.

Exemplu: Să calculăm amplificatorul de frecvență intermediară pentru exemplul de la § 7. Folosim tubul 4Ж5С, unde se cunosc: $S = 2\ mA/V$; $C_{ga} = 0{,}01\ pF$; $R_i = 185\ k\Omega$; $R_{int} = 200\ k\Omega$; $\alpha = 1$.

1. Valoarea limitei de amplificare stabile este:

$$K_{st} = 200\sqrt{\frac{S}{f_i \cdot C_{ga}}} = 200\sqrt{\frac{2}{465 \cdot 0{,}01}} = 120$$

2. Rezistența echivalentă la rezonanță:

$$R_0 = 6{,}28 \cdot Q \cdot L \cdot f_i \cdot 10^{-6} = 6{,}28 \cdot 30 \cdot 630 \cdot 465 \cdot 10^{-6} = \\ = 55{,}19\ k\Omega$$

3. Raportul de transformare pentru o funcționare stabilă:

$$n_1 = \frac{K_{st}}{S \cdot R_0} = \frac{120}{2 \cdot 55{,}19} = 1$$

4. Raportul necesar menținerii selectivității

$$n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_k}} = 0{,}5\sqrt{\frac{185}{300}} = 0{,}4$$

Alegem pentru n valoarea de 0,4.

5. Pentru a ști dacă detectorul poate fi conectat între capetele ultimului circuit acordat de frecvență intermediară, calculăm mărimea auxiliară:

$$n_{aux} = 0{,}5\sqrt{\frac{R_{int}}{R_0}} = 0{,}5\sqrt{\frac{200}{55{,}19}} = 1{,}5$$

Dacă $n_{aux} \geqslant 1$ conectarea este posibilă. Dacă $n_{aux} < 1$ detectorul trebuie conectat la o priză a bobinei L și anume la $n_{aux} \cdot \omega$ spire.

6. Amplificarea dată de ultimul etaj este:

$$K = \frac{\alpha}{1 + \alpha^2} S \cdot R_0 \cdot n \cdot n_{aux} = \frac{1}{1 + 1^2} 2 \cdot 55{,}19 \cdot 0{,}4 \cdot 1{,}5 = 33$$

1.17. Amplificatoare de tensiune de audiofrecvență cu cuplaj RC.

În acest caz, cuplajul între etajele amplificatoare se realizează prin o rezistență și un condensator. Procesul de amplifi-

care se produce astfel: tensiunea alternativă ΔU_g aplicată pe grilă produce o variație Δi_a a curentului anodic al triodei.

Acest curent produce la rîndul lui o variație a tensiunii anodice „$-\Delta U_a$" a triodei, aceasta datorită apariției unei căderi de tensiune pe rezistența de sarcină „R_a" (fig. 80).

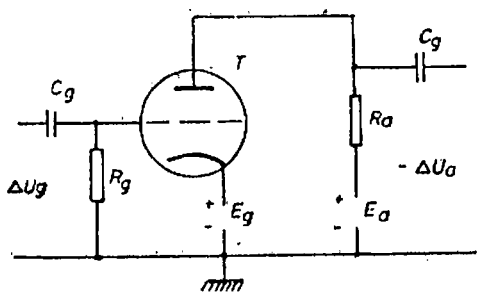


Fig. 80

Amplificarea obținută este

$$A = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}$$

Tensiunea la ieșirea amplificatorului este:

$$\Delta U_a = -R_a \cdot \Delta i_a$$

În final se poate demonstra că amplificarea dată de acest amplificator este:

$$A = \mu k \quad K = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_a}}$$

unde: R_i = rezistența internă a tubului.

Din relația de mai sus rezultă că pentru a obține amplificări mari trebuie să folosim triode cu μ mare.

Cazul studiat mai sus a luat în considerare faptul că reactanța condensatorului „C_g" este neglijabilă la frecvența de lucru respectivă, că reactanțele capacităților interioare ale tuburilor și capacitățile montajului sînt neglijabile, iar rezistența „R_g" este mare față de rezistența „R_a". În practică,

se iau în considerare atît elementele de cuplaj cu etajul următor „C_g“, „R_g“, impedanța de intrare a tubului următor, formată din R_{int}, C_{int}, cît și capacitățile parazite.

Calculul amplificatorului se face pe domenii de frecvențe:

— frecvența de la mijlocul benzii

— frecvența inferioară

— frecvența superioară

În cazul frecvențelor de la mijlocul benzii, amplificarea dată de amplificator este:

$$A = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{R_i}{R_g}} = S \cdot R_{ech}$$

unde: R_{ech} = rezistența echivalentă a rezistențelor $R_i R_a R_g$ legate în paralel.

Aici reactanța condensatorului de cuplaj este atît de mică, încît practic constituie un scurtcircuit pe componentele variabile ale curentului, iar reactanțele celorlalte capacități C_{ac} $C_m C_{int}$ sînt atît de mari, încît pot fi neglijate.

Pentru domeniul frecvențelor inferioare nu mai putem neglija reactanța condensatorului „C_g“, valoarea ei devenind comparabilă cu aceea a lui „R_g“, în schimb reactanțele capacităților $C_{ac} C_m C_{int}$ se pot neglija.

Amplificarea obținută va fi:

$$A = \frac{\mu \cdot R_a \cdot R_g}{(R_i + R_a)\left(R_g + \frac{1}{j\omega \cdot C_g}\right)}$$

Frecvența limită inferioară o putem calcula cu relația:

$$fm = \frac{160\,000}{R_g \cdot C_g} \quad [Hz]$$

unde „R_g“ se ia în MΩ și „C_g“ în pF.

În cazul frecvențelor superioare reactanța condensatorului „C_g“ devine neglijabilă și nu se ia în calcul, dar se iau în calcule reactanțele capacităților C_{ac} C_m și C_{int}.

Dacă notăm cu „Z" impedanța grupului paralel $R_i R_a R_g$, putem scrie:

$$Z = \frac{R_{ech} \cdot \frac{1}{j\omega \cdot C_p}}{R_{ech} + \frac{1}{j\omega \cdot C_p}}$$

Tensiunea la ieșirea amplificatorului va fi:

$$U_{ieș} = Z \cdot I$$

Amplificarea obținută va fi

$$A = \frac{S}{j \cdot \omega \cdot C_p + \frac{1}{R_{ech}}}$$

Frecvența superioară limită, corespunzătoare unei scăderi a amplificării cu 3 dB față de amplificarea la frecvențele din mijlocul benzii audio „A_0", rezultă din condiția:

$$\frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Frecvența limită superioară va fi

$$f_M = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ech} \cdot C_p} \quad (Hz)$$

unde R_{ech} se ia în MΩ și C_p în pF.

Din cele expuse mai sus rezultă că pentru a mări amplificarea dată de un amplificator cu cuplaj RC trebuie să folosim tuburi cu factor de amplificare cît mai mare (pentode).

Deoarece la pentode „R_i" este de obicei mai mare ca „R_a", în acest caz amplificarea o putem calcula folosindu-ne de formula

$$A = S \cdot R'_a \quad \text{unde:} \quad R'_a = \frac{R_a \cdot R_g}{R_a + R_g}$$

Și în cazul folosirii pentodelor, frecvențele limită superioară și inferioară se pot afla cu relațiile expuse mai sus.

1.18. Amplificatoare de audiofrecvență cu bobine de șoc sau transformator.

Pentru a se elimina căderea de tensiune ce apare pe rezistența de sarcină „R_a“, se înlocuiește această rezistență cu o bobină „L_a“ cu rezistența Ohmică mică (fig. 81).

Formula de calcul a amplificării va fi

$$A = \frac{j \cdot L_a \cdot \omega}{R_i + (j \cdot L_a \cdot \omega)}$$

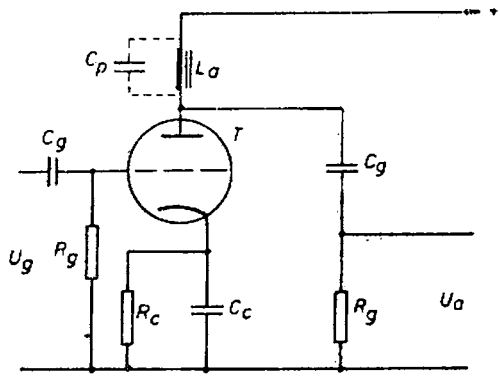


Fig. 81

Pentru ca la frecvențe joase amplificarea să nu scadă, trebuie ca reactanța bobinei „L_a“ să nu aibă o valoare prea mică; practic, se ia valoarea de 100—500 H.

Pentru a aplatiza caracteristica de frecvență, se conectează în paralel cu bobina „L_a“ o rezistență cu valoarea de 100—500 kΩ; în acest fel, amortizăm circuitul oscilant format de „L_a“ și „C_p“.

Amplificarea obținută cu un astfel de etaj este mare.

În cazul cînd avem două sau mai multe etaje amplificatoare, practic cuplajul lor îl realizăm cu ajutorul unui transformator cu primarul conectat în circuitul anodic al tubului amplificator, iar tensiunea din secundar se aplică pe grila tubului următor (fig. 82).

Avantajul acestui cuplaj este acela că, folosind un transformator ridicător de tensiune, avem posibilitatea măririi amplificării, avantaj care se poate menține valabil numai în cazul în care rezistența internă a tubului este mai mică față de reactanța primarului transformatorului. În acest caz putem spune că tubul se comportă ca un generator de tensiune constantă.

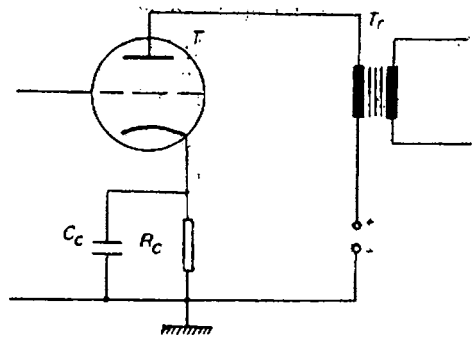


Fig. 82

1.19. Amplificatoare de audiofrecvenţă de putere.

Am văzut că la un amplificator de tensiune impedanţa de sarcină este practic infinită. Amplificatorul de audiofrecvenţă de putere trebuie să furnizeze o anumită putere într-o impedanţă de sarcină dată. De aici rezultă că la proiectarea etajului amplificator de putere trebuie să ţinem cont de : mărimea impedanţei de sarcină, puterea utilă necesară, distorsiunile neliniare, frecvenţele maxime admisibile.

În cazul amplificatoarelor studiate mai sus, rezistenţa de sarcină „R_a" poate varia în limite foarte largi, fără ca amplificarea etajului să sufere modificări importante; dar dacă ţinem cont de puterea utilă, lucrurile se schimbă. Presupunînd că tensiunea la ieşire rămîne constantă, dar că vom varia rezistenţa „R_a", atunci puterea utilă va căpăta valori diferite, funcţie de valorile rezistenţei „R_a". În cazul amplificatorului de audiofrecvenţă de putere, rezistenţa „R_a" trebuie să aibă o reactanţă cît mai mică şi o valoare bine determinată.

Impedanţa de sarcină a etajului de putere este de obicei un difuzor electrodinamic a cărui impedanţă are întotdeauna şi o componentă reactivă, de care trebuie să se ţină seama la frecvenţele înalte. La frecvenţele medii şi joase putem considera impedanţa difuzorului rezistivă, valoare care este diferită de rezistenţa de sarcină optimă a tubului final. Pentru acest lucru folosim un transformator coborîtor de tensiune numit transformator de ieşire. Raportul de transformare a acestuia este :

$$n = \frac{n_2}{n_1} = \sqrt{\frac{R_a}{R_{a\,opt}}}$$

unde : R_s = rezistența sarcinii
R_{aopt} = rezistența optimă anodică a tubului

Puterea utilă a tubului din etaj este : $Pu = \frac{1}{2} Ua \cdot I_a$

Această putere depinde de tensiunea „U_{ao}" și curentul „I_{ao}" în punctul mediu de funcționare. Deci, pentru a obține o putere mare, trebuie să folosim tuburi cu „U_{ao}" și „I_{ao}" cît mai mari.

Distorsiunile neliniare introduse de aceste amplificatoare sînt mari, de aceea puterea utilă maximă a etajului trebuie specificată alături de factorul de distorsiuni care îi corespunde.

Și în astfel de montaje putem utiliza triode sau pentode.

În cazul folosirii triodelor, determinarea rezistenței de sarcină optimă se poate face folosindu-ne de diagrama caracteristicii tubului ce dorim să-l utilizăm. La fixarea punctului mediu de funcționare M_0(fig. 83) trebuie să se țină seama de tensiunea anodică maximă admisibilă $U_{a\ max}$, curentul anodic maxim admisibil $i_{a\ max}$, puterea maximă disipată admisibilă $P_{d\ max}$.

Pentru a afla valoarea rezistenței de sarcină „R_a" putem folosi relația :

$$R_a = 2R_i$$

În practică, se poate lucra cu valorile $R_a = (2—4)R_i$.

Factorul de distorsiuni se poate calcula cu relația :

$$\alpha = \left(\frac{I_{ao}}{2} - \frac{i_{a\ max} + i_{a\ min}}{4}\right) : \left(\frac{i_{a\ max} - i_{a\ min}}{2}\right)(\%)$$

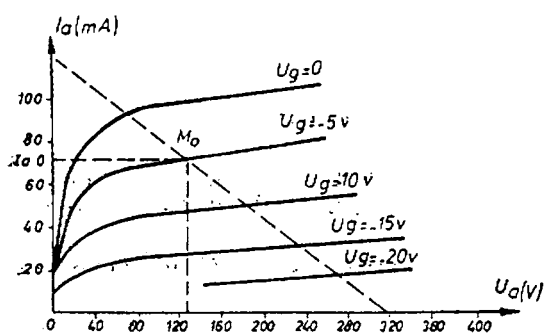


Fig. 83

Puterea consumată de la sursa anodică este:

$$P_0 = U_{ao} \frac{I_{ao}}{10^3} (W)$$

unde: U_{ao} se dă în V, iar I_{ao} în mA.

Randamentul cu care lucrează etajul este:

$$\eta = \frac{P_u}{P_0} (\%)$$

unde: P_u şi P_0 se dau în W.

În linii mari, cele spuse despre etajul de putere cu triodă este valabil şi în cazul folosirii pentodelor.

1.20. **Reacţia în amplificatoare.**

Prin reacţie se înţelege aplicarea unei fracţiuni din tensiunea semnalului de la ieşirea unui amplificator la intrarea lui. Circuitul care permite cuplajul între ieşirea şi intrarea amplificatorului se numeşte circuit de reacţie.

Reacţia poate acţiona asupra unui singur etaj, asupra mai multor etaje, asupra unui întreg amplificator, asupra amplificatoarelor de radiofrecvenţă, cît şi asupra celor de audiofrecvenţă, de tensiune sau de putere.

Gradul de reacţie se poate măsura prin factorul de reacţie, care se poate calcula cu ajutorul relaţiei:

$$\beta = \frac{U_r}{U_{ieş}}$$

unde: U_r = tensiunea care se întoarce
$U_{ieş}$ = tensiunea la ieşirea amplificatorului

Deosebim două tipuri de reacţie:

— reacţia negativă, cînd semnalul întors este în antifază cu semnalul de ieşire;

— reacţia pozitivă, cînd semnalul întors este în fază cu semnalul de ieşire.

Efectele reacţiei pot fi: micşorarea distorsiunilor, modificarea caracteristicii de frecvenţă, stabilitate în funcţionarea amplificatorului.

Amplificarea cu reacţie se poate determina cu ajutorul formulei:

$$A' = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

Aici avem un caz particular : cînd $\beta \cdot A = 1$, numitorul expresiei de mai sus devine nul, iar amplificarea devine infinită ; în acest caz amplificatorul se transformă în oscilator.

În cazul reacţiei negative deosebim : reacţie de tensiune, cînd „U_r" provine din tensiunea de ieşire, şi reacţie de curent, cînd „U_r" provine din curentul de ieşire.

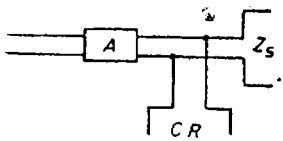


Fig. 84

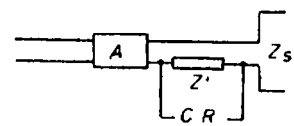


Fig. 85

În primul caz, tensiunea de reacţie se obţine printr-un divizor de tensiune (fig. 84) dispus în paralel pe impedanţa de sarcină. În al doilea caz, tensiunea de reacţie se culege de la capetele impedanţei „Z'" (fig. 85), legată în serie cu impedanţa de sarcină, ambele străbătute de acelaşi curent.

În montaje unde se folosesc triode, întîlnim reacţia negativă fără a fi considerată ca atare (reacţie a anodului).

Nedecuplînd rezistenţa de catod „R_c" a unui tub obţinem o reacţie de catod. Montînd în paralel cu acesta un condensator „C_c" (figura 86) la frecvenţe înalte acesta şuntează pe „R_c" şi efectul de reacţie dispare. La frecvenţe joase tensiunea de reacţie creşte micşorînd amplificarea în domeniul acestor frecvenţe. În acest caz efectul de reacţie dispare cu ajutorul filtrului R_dC_d.

Prin aplicarea reacţiei de tensiune se îmbunătăţesc performanţele montajului, permiţînd excitarea tubului cu semnale mai mari fără a depăşi distorsiunile neliniare admise.

Reacţia pozitivă are numeroase dezavantaje printre care cel mai important dezavantaj este micşorarea stabilităţii în

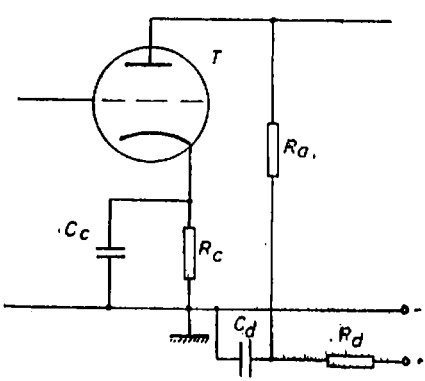


Fig. 86

funcționare a amplificatorului; de aceea această metodă nu este folosită. Unul din cele mai importante efecte ale reacției pozitive este mărirea factorului de calitate a circuitului Q și selectivitatea circuitului, aceasta în detrimentul micșorării benzii de trecere a canalului.

De obicei în amplificatoarele de audiofrecvență se folosește metoda combinată : reacție pozitivă și negativă, făcînd astfel ca impedanța de ieșire a amplificatorului să fie redusă la zero. În radiofrecvență se folosește reacția pozitivă cu o posibilitate de reglaj.

1.21. **Reglaje în amplificatoare.**

În general deosebim două tipuri de reglaje : manuale și reacția negativă.

Ca reglaje manuale, deosebim : reglarea volumului și reglarea tonului.

Reglarea volumului se poate realiza cu ajutorul unui potențiometru variind tensiunea alternativă aplicată grilei (fig. 87).

Cel mai utilizat sistem este sistemul regulatorului compensat. Un astfel de sistem este reprezentat în figura 88, unde condensatorul „C" are rolul de atenuator al frecvențelor audio ridicate.

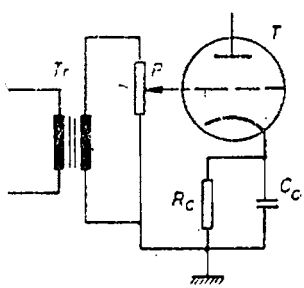


Fig. 87

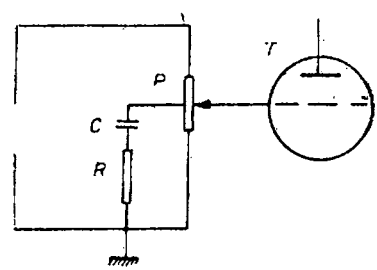


Fig. 88

Reglajul tonului : în amplificatoarele de audiofrecvență se utilizează dispozitive de ton control care permit variația caracteristicii de frecvență și, odată cu ea, a timbrului sunetului (fig. 89).

Reacția negativă contribuie automat la micșorarea distorsiunilor în amplificator, înapoind, prin grupul RCo, o parte din componenta alternativă anodică la grila de comandă a tubului (fig. 90).

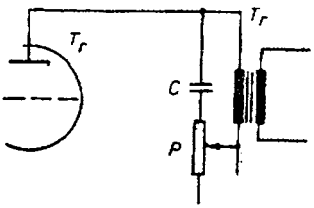


Fig. 89

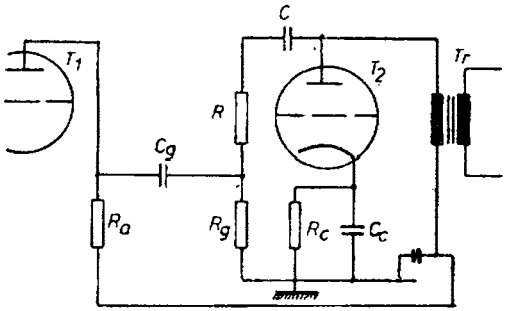


Fig. 90

1.22. Controlul automat al amplificatorului — CAA

Rolul CAA este să mențină aproximativ constant nivelul tensiunii de la ieșirea dispozitivului de recepție la variații importante ale tensiunii de la intrarea lui.

În figura 91 se dă schema generală tip a unui CAA simplu. Aici tensiunea semnalului incident, redresată de detector, se aplică pe grilele de comandă ale tuburilor etajelor reglate. Un dezavantaj al acestei scheme este că reglajul amplificării se face la orice nivel al semnalului de intrare, din care cauză, chiar la un semnal slab, sensibilitatea receptorului scade.

Asemenea schemă se numește CAA simplu. Rezultate mai bune dau scheme CAA cu întîrziere (fig. 91 a).

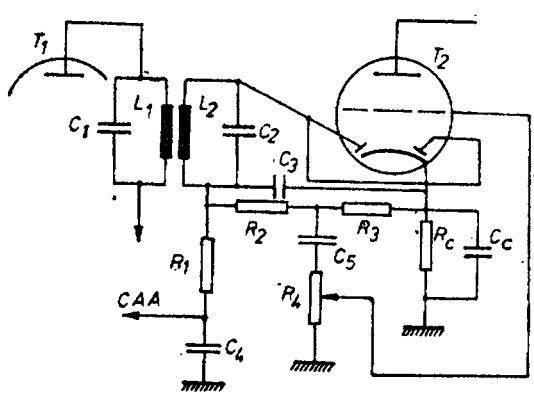


Fig. 91

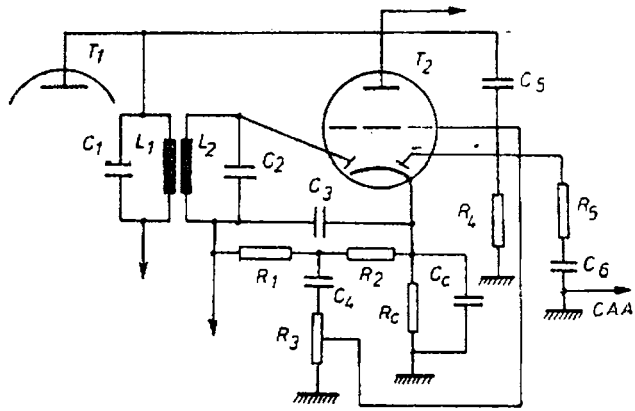


Fig. 91 a

1.23. **Calculul regimului de funcţionare a etajului final simplu cu pentodă sau cu tetrodă cu fascicol electronic dirijat**

Tensiunea continuă aplicată pe anod „U_{ao}" se ia egală cu 0,9 U (U = tensiunea sursei de alimentare), iar tensiunea continuă aplicată pe grila-ecran se alege corespunzător tensiunii de pe anod.

Pentru $U_g = 0$ din caracteristica anodică a tubului electronic ales, determinăm curentul anodic $i_{a\ max}$ în mA. După aceea, pentru acest punct, pe aceeaşi caracteristică determinăm valoarea tensiunii pe anod „$u_{a\ min}$" în V.

Se alege curentul anodic minim $i_{a\ min}$ în mA egal cu (0,1—0,05)$i_{a\ max}$.

Tensiunea pe grila de comandă, corespunzător valorii $i_{a\ min}$, se ia drept valoare maximă a negativării $U_{g\ max}$ în V.

Negativarea fixă pe grila tubului o putem determina cu ajutorul relaţiei

$$U_{go} = \frac{1}{2} U_{g\ max}.$$

Negativarea fixă pe grilă U_{go} o putem considera egală cu amplitudinea maximă a tensiunii alternative între grilă şi catod (U_{mg}).

Linia verticală de intersecţie a valorii U_{ao} cu caracteristica pentru U_{go} dă punctul de funcţionare „T" şi componenta continuă a curentului anodic I_{ao} în mA.

În regim de repaos obținem puterea disipată pe anod cu relația generală :

$$P = \frac{U_{ao} \cdot I_{ao}}{1\,000} \text{ (W)}$$

Această valoare se compară cu valoarea limită admisibilă a tubului. Dacă se depășește această valoare, atunci alegem alt punct de funcționare „T".

Prin punctele „O" (punctul corespunzător lui $i_{a\,max}$ pentru $U_g = 0$) și „T" ducem o dreaptă (linie de sarcină) pînă intersectăm caracteristica corespunzătoare valorii $U_g = -U_{g\,max}$ pe care îl notăm cu litera „M". Punctul „M" dă valorile pentru $i_{a\,min}$ în mA și $u_{a\,max}$ în V.

Puterea debitată în rezistența de sarcină este :

$$P_{\sim} = \frac{\eta}{8\,000} (i_{a\,max} - i_{a\,min})(u_{a\,max} - u_{a\,min})$$

unde pentru $P_{\sim} < 5$ VA — η are valoarea 0,7—0,75 și pentru $P_{\sim} > 5$ VA, η are valoarea 0,8—0,85.

Factorul armonicii a doua se determină cu relația :

$$\gamma_2 = \frac{0{,}5(i_{a\,max} + i_{a\,min}) - i_{ao}}{i_{a\,max} - i_{a\,min}}$$

Factorul armonicii a treia :

$$\gamma_3 = \frac{2(i'_a - i''_a) - (i_{a\,max} - i_{a\,min})}{2(i_{a\,max} + i'_a - i_{a\,min} - i''_a)}$$

unde : i'_a = curentul anodic dat de intersecția dreptei OT cu caracteristica pentru $U_g = 0{,}5\,U_{go}$.

i''_a = idem pentru $U_g = 1.5\,U_{go}$.

Factorul total de armonici

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2}$$

Amplitudinea componentei alternative a curentului anodic :

$$I_{ma} = \frac{1}{2}(i_{a\,max} - i_{a\,min})$$

Amplitudinea componentei alternative a tensiunii în înfășurarea primară a transformatorului:

$$U_{ma} = \frac{1}{2}(u_{a\ max} - u_{a\ min})$$

Rezistența din circuitul anodic:

$$R_a = 1\,000\,\frac{U_{ma}}{I_{ma}}\ (\Omega)$$

Rezistența din circuitul catodic:

$$R_k = \frac{1\,000 \cdot U_{go}}{I_{ao} + I_g}\ (\Omega)$$

unde: I_g = curentul grilei ecran în mA.

Exemplu: Pentru tubul 6π3C cu: $U_{ao} = 250$ V și $U_g = 250$ V. Din caracteristica anodică a tubului determinăm curentul $i_{a\ max} = 87$ mA, $u_{a\ min} = 42$ V. Alegem curentul anodic egal cu 10 mA; $-U_{g\ max} = -25$V; $i_{a\ min} = 5$ mA; $u_{a\ max} = 456$ V. $I_g = 8$ mA.

Calculul decurge astfel:

1. Negativarea fixă pe grilă:

$$-U_{go} = \frac{-1}{2}U_{g\ max} = \frac{-1}{2}25 = -12{,}5\ \text{V}$$

2. Pentru punctul „T„ de funcționare avem $I_{ao} = 45$ mA

3. Puterea pe anod:

$$P = \frac{U_{ao} \cdot I_{ao}}{1\,000} = \frac{250 \cdot 45}{1\,000} = 10\ \text{W}$$

4. Puterea debitată pe rezistența de sarcină:

$$P_{\sim} = \frac{0{,}70}{8\,000}(87 - 5)(456 - 42) = 3\ \text{VA}$$

5. Factorul armonicii a doua:

$$\gamma_2 = \frac{0{,}5(i_{a\ max} + i_{a\ min}) - i_{ao}}{i_{a\ max} - i_{a\ min}} = \frac{0{,}5(87 + 5) - 45}{87 - 5} = 1{,}2\%$$

6. Pentru $U_g = 0{,}5\ U_{go}$ avem curentul $i'_a = 68$ mA şi pentru $U_g = U_{go}$ avem $i''_a = 25$ mA, iar factorul armonicii a treia este:

$$\gamma_3 = \frac{2(68 - 25) - (87 - 5)}{2(87 + 68 - 5 - 25)} = 1{,}6\%$$

7. Factorul total de armonici:

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2} = \sqrt{1{,}2^2 + 1{,}6^2} = 2\%$$

8. Amplitudinea componentei alternative a curentului anodic:

$$I_{ma} = \frac{87 - 5}{2} = 41 \text{ mA}$$

9. Amplitudinea componentei alternative a tensiunii în înfăşurarea primară a transformatorului:

$$U_{ma} = \frac{456 - 42}{2} = 207 \text{ V}$$

10. Rezistenţa din circuitul anodic:

$$Ra = 1\,000\,\frac{207}{41} = 5\,000\ \Omega$$

11. Rezistenţa de negativare din circuitul catodic:

$$R_k = \frac{1\,000 \cdot 12{,}5}{45 + 8} = 236\ \Omega$$

1.24. Calculul transformatorului de ieşire pentru un etaj final simplu

Inductanţa înfăşurării primare se calculează cu ajutorul formulei:

$$L = \frac{R_a}{7 \cdot F_j} \text{ (H)}$$

unde: R_a = rezistenţa necesară în circuitul anodic al tubului amplificator în Ω

F_j = frecvenţa cea mai joasă de amplificare în Hz

Secţiunea minimă a miezului transformatorului este:

$$q = \frac{I^2_{ao} \cdot L}{3\,000} \text{ (cm}^2\text{)}$$

unde: I_{ao} = componenta continuă a curentului anodic în mA.

Numărul de spire ale înfășurării primare se poate determina cu relația generală:

$$W_p = 800 \sqrt{L \frac{lm}{q}}$$

unde: l_m = lungimea medie a liniei de forță magnetică în miezul ales în cm.

Raportul de transformare este:

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{1{,}2 R_s}}$$

unde: R_s = rezistența de sarcină în Ω.

Numărul de spire pentru înfășurarea secundară se află cu relația:

$$W_s = \frac{W_p}{n}$$

Diametrul sîrmei de bobinaj pentru înfășurarea primară este:

$$dp = 0{,}022 \sqrt[4]{I^2_{ao} + \frac{I^2_{ma}}{2}} \text{ (mm)}$$

Diametrul sîrmei de bobinaj pentru înfășurarea secundară este:

$$ds = 0{,}7 \sqrt[4]{\frac{P_\sim}{R_s}} \text{ (mm)}$$

Grosimea întrefierului se poate afla cu ajutorul relației:

$$D = \frac{W_p \cdot l_{ao}}{16} 10^{-5} \quad \text{(mm)}$$

Exemplu: Pentru $P_\sim = 4$ VA; $F_1 = 40$ Hz; $R_a = 5\,600\ \Omega$; $R_s = 3\Omega$; $I_{ao} = 45$ mA, $I_{ma} = 40$ mA determinăm:

1. Inductanța necesară înfășurării primare:

$$L = \frac{R_a}{7 \cdot F_1} = \frac{5\,600}{7 \cdot 40} = 20 \text{ H}$$

2. Secțiunea minimă a miezului transformatorului:

$$q = \frac{45^{1} \cdot 20}{3\,000} = 13{,}5 \text{ cm}^2$$

3. Raportul de transformare:

$$n = \sqrt{\frac{5\,600}{1{,}2 \cdot 3}} = 39{,}4$$

4. Numărul de spire al înfășurării primare și secundare

$$W_p = 800 \sqrt{20 \cdot \frac{10{,}9}{13{,}5}} = 1\,600 \text{ spire. } W_s = \frac{W_p}{n} = \frac{1\,600}{39{,}4} =$$
$$= 40 \text{ spire}$$

5. Diametrul sîrmei de bobinaj pentru înfășurarea primară:

$$dp = 0{,}022 \sqrt[4]{45^2 + \frac{40^2}{2}} = 0{,}12 \text{ mm}$$

6. Diametrul sîrmei de bobinaj pentru înfășurarea secundară:

$$ds = 0{,}7 \sqrt[4]{\frac{P_{\sim}}{R_s}} = 0{,}7 \sqrt[4]{\frac{4}{3}} = 0{,}7 \text{ mm}$$

7. Grosimea miezului întrefierului:

$$D = \frac{1\,600 \cdot 45}{16} \cdot 10^{-5} = 0{,}045 \text{ mm}$$

Transformatorul de ieșire de obicei este folosit în radioreceptoare care debitează pe difuzoare dinamice. El are rolul de a transforma puterea de audiofrecvență din circuitul anodic al tubului final la difuzor, realizînd și adaptarea impedanței circuitului (mare) la impedanța scăzută a bobinei mobile a difuzorului. În acest caz avem de-a face cu un transformator coborîtor de tensiune cu raportul de transformare 50 : 1 sau 80 : 1.

Raportul optim de transformare se poate determina cu relația:

$$n = \sqrt{\frac{R_a}{R_b}}$$

unde: R_a = impedanța optimă de sarcină a tubului final în Ω
R_b = impedanța bobinei mobile a difuzorului în Ω

1.25. Zgomote. Sensibilitatea reală a radioreceptorului

Nivelul zgomotelor de la ieșirea receptorului caracterizează unul din cei mai importanți parametri, și anume, sensibilitatea reală.

Orice rezistență este un generator de zgomot cu atît mai mare, cu cît temperatura mediului ambiant este mai mare. Mărimea tensiunii electromotoare generatoare de zgomot dată de o rezistență bobinată se determină cu relația:

$$E^2_{ZR} = \frac{4 \cdot h \cdot f \cdot R}{e^{\frac{h \cdot f}{K \cdot T}} - 1}$$

unde: h = constanta lui Planc egală cu $6{,}62 \cdot 10^{-3}$ js
f = frecvența de lucru în Hz
R = rezistența în Ω
K = constanta lui Boltzmán egală cu $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ j/°K
T = temperatura absolută a mediului ambiant în °K

La temperaturi și frecvențe medii avem inegalitatea:

$$\frac{h \cdot t}{K \cdot T} \leqslant 1$$

Prin simplificare în final obținem:

$$E^2_{ZR} = 4 \cdot K \cdot T \cdot R \cdot \Delta f$$

Schema echivalentă a rezistenței pentru o temperatură normală a camerei se poate asimila sub forma unui circuit serie, compus dintr-un generator de zgomot E_{ZR} și o rezistență fără zgomot. Prin analogie cu generatoarele electrice, nivelul zgomotelor rezistenței R se apreciază prin puterea maximă P_{ZM} pe care o poate debita pe o rezistență de sarcină R_s la adaptare (adică pentru $R_s = R$). Valoarea lui P_{ZM} va fi:

$$P_{ZM} = \frac{U_s^2}{R_s} = K \cdot T \cdot \Delta f$$

Calculul zgomotelor oricărui circuit al unui circuit oscilant LCR nu prezintă nici o dificultate dacă vom ști că, dintre cele trei elemente, numai rezistența activă produce zgomote, elementele reactive „L" și „C" nefiind generatoare de zgomote.

T.e.m. de zgomot se conectează în serie cu circuitul al cărui nivel este maxim în jurul frecvenței de rezonanță. Pe măsură ce ne abatem în dreapta sau stînga față de frecvența de rezo-

nanță, tensiunea de zgomot scade după o curbă asemănătoare cu curba de rezonanță. La rezonanță avem t.e.m. de zgomot:

$$E_{zc} = Q \cdot e_c = \frac{\omega_0 \cdot L}{R} e_c$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

Circuitul oscilant paralel dă aceleași zgomote în apropiere de rezonanță ca și o rezistență egală cu rezistența la rezonanță a circuitului.

T.e.m. de zgomot în antenă se determină cu relația:

$$E^2_{ZA} = 4 \cdot K \cdot T_A \cdot R_A \cdot \Delta f$$

unde: R_A = rezistența de radiație a antenei
T_A = temperatura efectivă a antenei (temperatura la care trebuie să se încălzească o rezistență obișnuită, bobinată, egală cu rezistența de radiație R_A a antenei reale, pentru a produce un zgomot echivalent zgomotului din antenă).

În practică, intensitatea zgomotelor antenelor se apreciază cu ajutorul factorului de zgomot h_A:

$$h_A = \frac{T_A}{T_0}$$

unde T_0 = temperatura normală de lucru

În calcule mai intervin zgomote electronice ale tuburilor amplificatoare și schimbătoare de frecvență, zgomote care rezidă în circuitul anodic și de grilă.

Zgomotul de grilă este cauzat de neuniformitatea fluxului de electroni, ceea ce face ca odată cu componenta activă a curentului I_{a0} să circule în circuitul anodic și un curent de zgomot I_{az} care reprezintă o fluctuație a curentului anodic în jurul valorii sale medii I_0.

Pentru catod cu Wolfram, dependența între I_0 și I_{az} se exprimă prin relația:

$$I^2_{az} = 2e \cdot I_0 \cdot \Delta f$$

unde: e = sarcina electronului ($1{,}6 \cdot 10^{-19}$ c)
Δf = banda de frecvențe în limitele căreia se măsoară zgomotul.

În practică, în circuitul de grilă se înlocuieşte curentul anodic de zgomot I_{az} cu un generator echivalent de zgomot, care ar da în circuitul anodic acelaşi curent anodic de zgomot. În acest caz avem relaţia

$$E^2_{zech} = \frac{I^2_{az}}{S^2}$$

unde: S = panta tubului.

Valoarea numerică pentru E_{zech} este dată de rezistenţa echivalentă de zgomot R_z. Între E_{zech} şi R_z avem relaţia:

$$E^2_{zech} = 4 \cdot K \cdot T_0 \cdot R_z \cdot \Delta f$$

Uneori se apreciază I_{az} după factorul de zgomot anodic h_a. Pentru triodă $h_a = (2{,}5—3)\ \mu$.

Între R_z şi h_a avem relaţia de interdependenţă:

$$R_z = \frac{1}{\mu \cdot S} h_A$$

Zgomotul de grilă apare practic de la blocul de UUS în sus, cauza naşterii lui constînd în inerţia electronilor. Cînd grila este legată la catod, curentul total de zgomot I_{zg} este diferit de zero.

Relaţia de interdependenţă între rezistenţa de intrare a tubului R_1 şi curentul total de zgomot I_{zg} este:

$$I^2_{zg} = \frac{\rho}{R_1} \Delta f$$

unde: ρ = o constantă ce depinde de tipul şi regimul de funcţionare a tubului electronic.

Şi aici putem aprecia curentul de zgomot din grilă cu ajutorul factorului de zgomot „h_g" folosind relaţia:

$$h_g = \frac{T_1}{T_0}$$

nde: T_1 = temperatura de zgomot a rezistenţei R_1
T_0 = temperatura normală

Zgomotul rezistenţei R_1 este dat de relaţia:

$$E^2_{zg} = 4 \cdot K \cdot T_0 \cdot hg \cdot R_1 \cdot \Delta f$$

iar curentul de zgomot se află cu relația

$$I^2_{zg} = \frac{E^2_{zg}}{R_1^2} = 4 \cdot K T_0 \cdot hg \cdot \Delta f \cdot \frac{1}{R_1}$$

Facem observația că mărimea R_1 din relația de mai sus nu este una și aceeași cu rezistența de intrare a tubului.

Puterea zgomotelor unei surse oarecare se exprimă astfel :

$$h(dB) = 10 \lg h$$

Întrucît în partea liniară a receptorului se poate folosi principiul suprapunerii, calculul zgomotului total de la ieșire se poate face calculînd puterea de zgomot dată de fiecare sursă elementară în parte și apoi însumînd efectele.

Calculul raportului semnal/zgomot de la ieșirea circuitelor neliniare ale receptorului (limitatori, discriminatori, detectori etc.) se face diferit de circuitul liniar. În practică, se poate aprecia liniaritatea față de zgomote a etajului schimbător ca la un amplificator liniar obișnuit.

Calculul zgomotului total la ieșirea părții liniare se poate simplifica, presupunînd că banda de trecere a amplificatorului de FI este mai mică decît banda de trecere a circuitelor anterioare, condiție care este evident îndeplinită în radiodifuziune.

Notînd raportul semnal/zgomot de la intrarea și ieșirea receptorului prin P_{s1}/P_{z1} și P_{s2}/P_{z2}, factorul de zgomot se calculează cu relația :

$$N = \frac{\frac{P_{s1}}{P_{z1}}}{\frac{P_{s2}}{P_{z2}}}$$

unde : P_{s1} și P_{s2} = puterile de semnal la intrare, respectiv la ieșire

P_{z1} și P_{z2} = puterile de zgomot la intrare, respectiv ieșire

$$P_{s1} = \frac{E^2_{s1}}{4R_1} \qquad P_{z1} = \frac{E^2_{z1}}{4R_1}$$

unde : R_1 și E_{s1} = rezistența internă, respectiv t.e.m. a generatorului de semnal

E_{z1} = tensiunea de zgomot produsă de generatorul de semnal

Admițînd unitatea de putere de zgomot P_{z0} egală cu: $K \cdot T_0$, în acest caz factorul de zgomot capătă forma:

$$N = \frac{\frac{P_{s1}}{K \cdot T_0}}{\frac{P_{s2}}{P_{z2}}} = \frac{\frac{P_{s1}}{K \cdot T_0}}{\frac{P_{s2}}{P_{s1}}}$$

Notînd cu „M" factorul nominal de amplificare în putere sau cîștig optim, valoarea sa este egală cu:

$$M = \frac{P_{s2}}{P_{s1}}$$

În acest caz expresia factorului de zgomot va fi:

$$N = \frac{1}{K \cdot T_0} \cdot \frac{P_{z2}}{M}$$

În calcule se folosește o sursă echivalentă care să înlocuiască toate sursele de zgomot din interiorul receptorului a cărei putere este:

$$P_{z1\ ech} = \frac{P_{z2}}{M} = N \cdot K \cdot T_0$$

Calculînd această putere în unități KT_0 obținem:

$$P_{z1\ ech}(KT_0) = N$$

Înlocuind în relația puterii de zgomot a antenei $P_{zA} = KT_0$ obținem puterea de zgomot echivalentă a antenei:

$$P'_{zAech} = N \cdot K \cdot T_0$$

Dacă banda de trecere a amplificatorului de FI este Δf_1, atunci zgomotul total se determină cu ajutorul puterii de zgomot echivalent a antenei:

$$P_{zAech} = P'_{zAech} \cdot \Delta f_1 = N \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f_1$$

Dacă puterea semnalului util recepționată de antenă este P_{sA}, atunci raportul semnal/zgomot la ieșirea părții liniare a receptorului este:

$$\alpha p = \frac{P_{sA}}{P_{zAech}} = \frac{P_{sA}}{N \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f_1}$$

Valoarea mărimii necesară pentru asigurarea unui anumit raport semnal/zgomot la ieşirea receptorului depinde de: tipul modulaţiei, schema demodulatorului etc.

Cunoscînd α_p, N şi Δf_1 putem determina sensibilitatea reală a receptorului:

$$P_{sAr} = \alpha_p \cdot P_{zAech} = \alpha_p \cdot N \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f_1$$

unde: P_{sAr} = puterea semnalului în antenă, necesară pentru a se asigura la ieşire raportul semnal/zgomot impus.

Valorii P_{sAr} îi corespunde sensibilitatea reală de tensiune

$$E_{sAr} = \sqrt{4 \cdot R_A \cdot P_{sAr}}$$

Din cele expuse mai sus rezultă că cu cît „N" este mai mic cu atît semnalul care poate fi recepţionat este mai mic iar sensibilitatea receptorului mai mare, criteriu principal de apreciere a calităţii părţii de IF a receptorului.

În practică se mai întîlneşte denumirea de sensibilitate limită, care ne dă aprecierea zgomotelor de la ieşirea părţii liniare a receptorului:

$$P_{sAl} = P_{zAech} = N \cdot K \cdot T_0 \cdot \Delta f_1$$

căreia îi corespunde o t.e.m. a semnalului în antenă, dată de relaţia:

$$E_{sAr} = \sqrt{4 \cdot R_A \cdot P_{sAl}}$$

În calcule, de obicei, spre a se simplifica problema, se introduce — pentru aprecierea zgomotelor diferitelor circuite — un factor care să depindă exclusiv de nivelul zgomotelor proprii ale blocului analizat, numit factor de zgomot H:

$$P'_{zgech} = H_{ampl} \cdot K \cdot T_0$$

unde: P'_{zgech} = puterea de zgomot echivalentă pe care ar trebui să o aibă sursa de semnal, aşa încît la ieşirea acesteia să se obţină o putere de zgomot egală cu puterea care se obţinea la ieşirea receptorului.

H_{ampl} = factorul de zgomot cînd $P_{zg} = 0$.

Pentru a se determina zgomotul total în întreaga parte liniară a receptorului, este bine să se reducă puterile de zgomot

ale diferitelor etaje la puteri echivalente în circuitul de antenă și apoi, prin însumare aritmetică, să se obțină puterea totală echivalentă în antenă $P'_{zaechiv}$.

De exemplu, puterea de zgomot a circuitului de intrare redusă la antenă este:

$$P'_{zint} = H_{int} \cdot K \cdot T_0$$

Notînd cu M_{int} factorul nominal de amplificare, puterea totală de zgomot a amplificatorului de IF redusă la antenă este:

$$P'_{zampl} = \frac{H_{ampl}}{M_{int}} K \cdot T_0$$

Pentru oscilator

$$P'_{zos} = \frac{H_{sh}}{M_{int} \cdot M_{ampl}} K \cdot T_0$$

Pentru amplificatorul de frecvență intermediară:

$$P'_{zi} = \frac{H_i}{M_{int} \cdot M_{ampl} \cdot M_{os}} K \cdot T_0$$

Însumînd aritmetic, vom afla puterea totală de zgomot a părții liniare a receptorului:

$$P'_{ZAech} = P'_{zint} + P'_{zampl} + P'_{zos} + P'_{zi}$$

Iar factorul de zgomot H este:

$$H = \frac{P'_{ZAech}}{K \cdot T_0}$$

Adăugînd și puterea zgomotului antenei, obținem factorul de zgomot al receptorului:

$$N = h_A + H$$

Pentru blocul de UUS, M_{ampl} dat de amplificarea în IF este mare și se neglijează, iar factorul de zgomot al blocului va avea expresia:

$$N = h_A + H_{int} + \frac{H_{ampl}}{M_{intr}}$$

1.26. Alimentarea cu energie electrică a radioreceptoarelor. Radioreceptoarele folosesc pentru alimentarea lor

energia electrică de la rețeaua de curent alternativ cu frecvența de 50 Hz și tensiunea de 220 V sau 110 V.

Redăm mai jos o clasificare a radioreceptoarelor după sistemul lor de alimentare cu energie electrică :

— radioreceptor alimentat de la rețeaua de curent alternativ 220 V sau 110 V cu transformator

— radioreceptor alimentat cu curent alternativ și continuu

— radioreceptor universal cu alimentare de la baterii, curent alternativ sau continuu.

Radioreceptoarele cu alimentare de la rețeaua de curent alternativ. Se știe că, curentul electric de 220 V sau 110 V nu poate fi folosit direct pentru alimentarea tuburilor electronice, aceasta deoarece încălzirea filamentelor se face cu tensiuni reduse de 1,5—2 V — pentru tuburi cu încălzire directă — și de 4—12,6 V pentru tuburi cu încălzire indirectă. Totodată, filamentul tuburilor cu încălzire directă se alimentează cu curent continuu, iar tuburile cu încălzire indirectă se alimentează cu tensiune alternativă. De aceea este necesar a coborî tensiunea pînă la valoarea maximă cerută de filamentul tubului, prin intermediul transformatorului de rețea. Totodată, cu ajutorul transformatorului de rețea se alimentează anodul și ecranul tuburilor, după ce tensiunea rețelei a fost redresată și filtrată cu ajutorul filtrelor RC sau LC.

În locul transformatorului de rețea putem utiliza un tub redresor (dublă diodă) ori un redresor cu seleniu, germaniu sau siliciu, și o celulă de filtraj.

Filamentele tuburilor se conectează în paralel, alimentarea făcîndu-se de la o înfășurare separată (fig. 92).

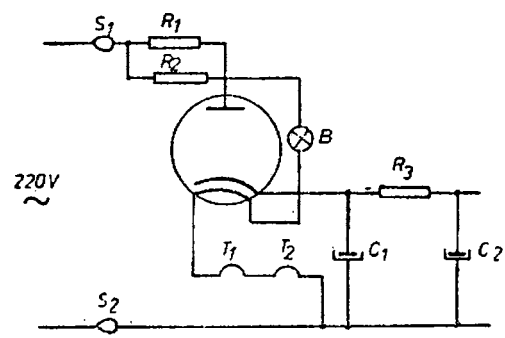


Fig. 92

Transformatorul de rețea se execută din tole de ferosiliciu, pe care se bobinează un primar conectat la rețea și un secundar pentru alimentarea filamentelor tuburilor electronice, un secundar pentru obținerea tensiunii anodice și un secundar pentru încălzirea filamentului tubului electronic redresor, atunci cînd redresarea se face cu tub electronic.

În figura 93 se dă schema clasică de principiu a sistemului de alimentare cu transformator și tub redresor, iar în figura 94 schema clasică de principiu a sistemului de alimentare cu transformator și punte redresoare.

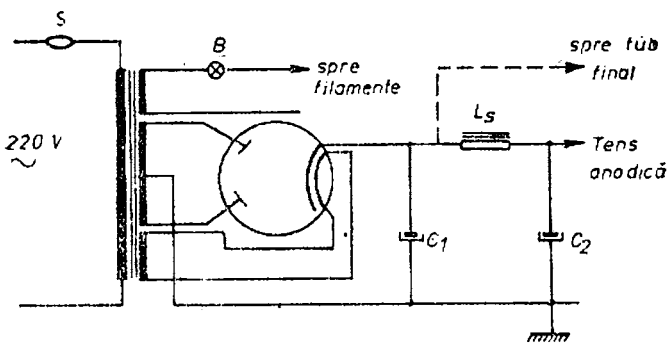


Fig. 93

Radioreceptor alimentat de la rețeaua de curent alternativ și continuu. Aici filamentele tuburilor se conectează în serie, iar alimentarea lor se face direct de la rețea printr-o rezistență conectată în serie.

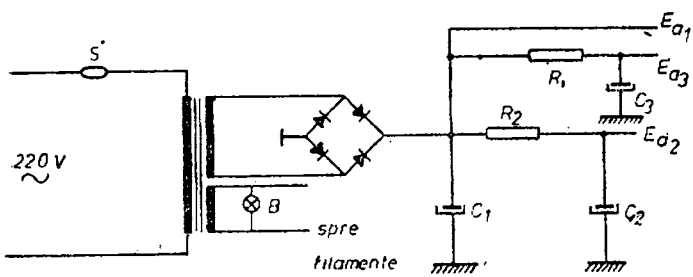


Fig. 94

Dacă suma tensiunilor de încălzire a filamentelor depăşeşte tensiunea reţelei, atunci filamentele se împart în două circuite separate, legate în paralel.

În acest caz şasiul aparatului fiind legat la o bornă a reţelei, în montaj va exista o legătură galvanică directă între şasiul receptorului şi una din fazele reţelei electrice.

Pentru aceasta, şasiul aparatului nu trebuie niciodată legat la pămînt decît prin intermediul unui condensator sau poate lipsi complet această legătură. Totodată, conectarea antenei se face prin intermediul unui condensator.

În figura 95 se dă schema clasică de principiu a sistemului de alimentare universală.

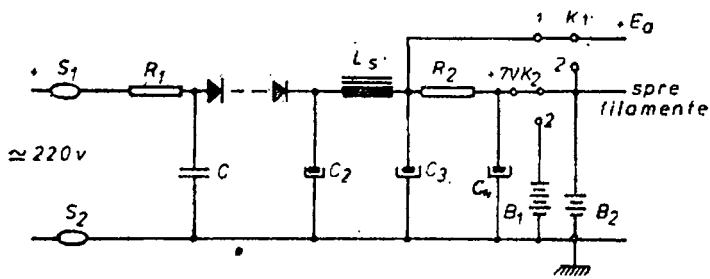


Fig. 95

1.27. **Calculul transformatorului de reţea.** Datele sale depind de puterea consumată în circuitele alimentate ale radioreceptorului. Pentru aceasta, mai întîi însumăm toate puterile absorbite, iar rezultatul se înmulţeşte cu un coeficient acoperitor egal cu 1,2.

Secţiunea necesară miezului transformatorului se poate calcula cu relaţia :

$$S = \sqrt{P_t} \qquad (cm^2)$$

unde : P_t = puterea totală din secundar în Waţi.

Secţiunea miezului se determină înmulţind lăţimea limbii unei tole cu grosimea ei şi cu numărul total de tole. De exemplu : Presupunînd că dispunem de tole E_{25} late de 25 mm şi groase de 0,5 mm, rezultă că avem nevoie de :

$$n = \frac{S}{2{,}5 \cdot 0{,}05}$$

Numărul de spire pe un Volt : $w_1 = \frac{50}{S}$

Presupunînd că lucrăm la o tensiune de 220 V; primarul va conține :

$$W_{220} = 220 \cdot W_1 \text{ (spire)}$$

Pentru tensiunea de 6,3 V din secundar :

$$W_{6,3} = 6,3 \cdot W_1 \qquad \text{(spire)}$$

Numărul de spire din secundar pentru tensiunea de X Volți :

$$W_x = x \cdot W_1 \qquad \text{(spire)}$$

Se determină curentul maxim din primar I și curenții I_1, I_2... din secundar, ajutîndu-ne de relația :

$$I_p = \frac{P_i}{U} \text{ (A)}$$

Diametrul sîrmei din primar :

$$d = 0,93 \sqrt{\frac{P_i}{U}} \qquad \text{(mm)}$$

Diametrul sîrmei din secundar :

$$d = 0,02\sqrt{I} \qquad \text{(mm)}$$

Sîrma folosită este din cupru emailat.

Exemplu : Să calculăm un transformator de rețea alimentat la o tensiune de 220 V c.a., puterea totală necesară fiind de 57 W. Pentru alimentarea tuburilor electronice avem nevoie în secundar de o tensiune de 250 V și 6,3 V. Folosim tole E_{25} de 25 × 0,5 mm (fig. 96).

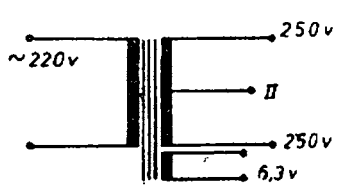


Fig. 96

1. Secțiunea necesară :

$$S = \sqrt{57} = 7,5 \text{ cm}^2$$

2. Numărul de tole necesar :

$$n = \frac{7,5}{2,5 \cdot 0,05} = 60$$

3. Numărul de spire pe Volt:

$$W_1 = \frac{50}{7{,}5} = 6{,}6$$

4. Numărul de spire pentru primar:

$$W_{220} = 220 \cdot 6{,}6 = 1\,452 \text{ spire}$$

5. Numărul de spire din secundar pentru 6,3 V şi 250 V:

$W_{6,3} = 6{,}3 \cdot 6{,}6 = 42$ spire $\qquad W_{250} = 2 \cdot 6{,}6 \cdot 250 =$

$= 2 \cdot 1\,650$ spire

În practică, numărul de spire din secundar se ia cu 5% mai mare decît cel rezultat din calcul, aceasta pentru a acoperi pierderile.

6. Calculăm curentul maxim din primar:

$$I_p = \frac{P_1}{U} = \frac{57}{220} = 0{,}26 \text{ A}$$

7. Calculăm curenţii maximi din secundar: pentru tensiunea anodică se ia din tabelul tuburilor electronice curentul maxim admis I_a care, pentru exemplul nostru, să presupunem că este de 7 mA, idem pentru filament $I_f = 1{,}65$.

8. Diametrul sîrmei de bobinaj pentru primar:

$$d = 0{,}93 \sqrt{\frac{P_1}{U}} = 0{,}93 \sqrt{\frac{57}{220}} = 0{,}2 \text{ mm}$$

9. Diametrul sîrmei de bobinaj pentru secundar:

$$d_1 = 0{,}02 \sqrt{I_a} = 0{,}02 \sqrt{7} = 0{,}05 \text{ mm}$$

$$d_2 = 0{,}02 \sqrt{I_f} = 0{,}02 \sqrt{1\,650} = 0{,}8 \text{ mm}$$

1.28. Calculul bobinelor de şoc ale filtrelor de netezire a pulsaţiilor. Aceste bobine au rolul de a micşora pulsaţiile curentului redresat. Ele se compun dintr-un miez de tole de transformator şi o înfăşurare din sîrmă de cupru izolată cu email.

Pentru a obţine o inductanţă mare, miezul bobinei se face cu un întrefier de 0,2—0,1 mm, folosind în acest scop o garnitură din hîrtie sau cărton.

Calculul bobinelor se desfăşoară astfel:

— se alege valoarea întrefierului, funcţie de care calculăm numărul de spire al înfăşurării:

$$W = \frac{400\,000\,l}{I_0}$$

unde: l = lungimea întrefierului în mm.
I_0 = valoarea curentului redresat în mA.

— secțiunea miezului bobinei și diametrul sîrmei de bobinaj se calculează cu relațiile:

$$d = 0{,}025\sqrt{I_0} \quad (mm) \qquad Q_s = \frac{L \cdot I_0^2}{20\,000\ l} \quad (cm^2)$$

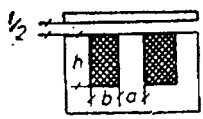


Fig. 96 a

unde: L = inductanța bobinei de șoc în H.

— secțiunea înfășurării și lungimea spirei medii a înfășurării l_ω (fig. 96 a) este:

$$Q_\omega = b \cdot h \ (cm^2) \qquad l_\omega = 3{,}14\ (a + b) \ (cm)$$

unde: *a* și *b* se iau ca valoare din anexa nr. 20.

— se calculează rezistența sîrmei de bobinaj și căderea de tensiune în înfășurarea bobinei:

$$R_\omega = \frac{0{,}0002 \cdot \omega \cdot l_\omega}{d^2} \quad (\Omega) \qquad U_\omega = \frac{R_\omega \cdot I_0}{1\,000} \quad (V)$$

Cu ajutorul valorilor Q_s și Q_ω se alege tipul de tole ținînd seama de volumul ocupat de pereții carcasei și de garniturile izolatoare, alegîndu-se în acest scop fereastra miezului ceva mai mare.

Atît pentru transformatorul de rețea cît și pentru bobina de șoc se folosesc în practică tole de tip E sau de tip L (fig. 97).

Pentru protecție împotriva perturbațiilor din rețeaua electrică, între înfășurarea primară și secundară se introduce un ecran electrostatic — circuit deschis (sub forma unei înfășurări într-un singur strat cu un capăt legat la masă).

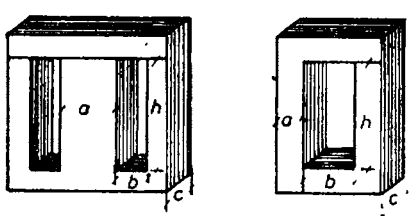


Fig. 97

1.29. **Redresoare ale tensiunii de rețea.** Pentru obținerea unei tensiuni continue prin transformarea tensiunii alternative într-o tensiune pulsatorie și apoi netezirea pulsațiilor curentului cu ajutorul unui circuit de filtrare folosim redresoarele.

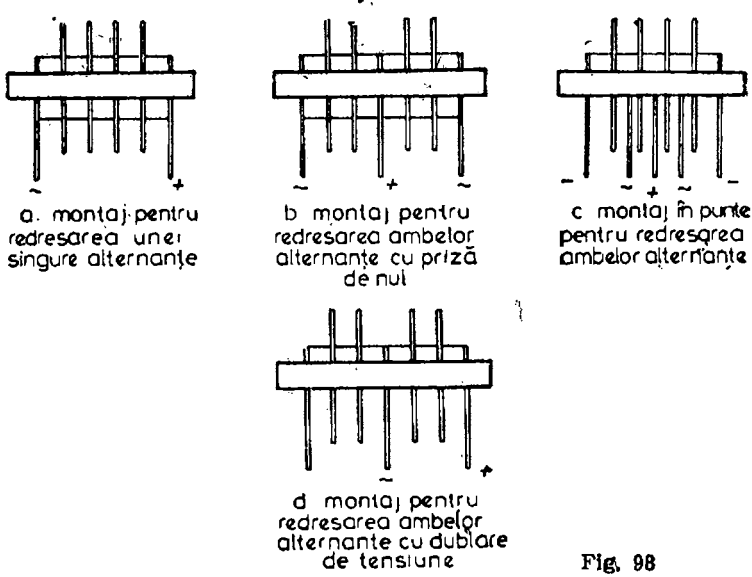
În radioreceptoare se folosesc de regulă tuburi redresoare sau redresoare uscate din discuri de seleniu.

Funcție de diametrul discului de seleniu obținem curentul redresat maxim I — tabelul 2.

Tabel 2

Diametrul exterior al discului în mm	Curentul maxim redresat mA	Amplitudinea maximă a tens. inverse U_{inv} V	Rezistența internă r la curentul I Ω	Rezistența internă Ri a coloanei sau a discului la curentul de lucru I_o Ω
5	1,2	25	300	$R_i = N\sqrt{\frac{r}{I_o}}$ N = nr. de discuri conectate în serie într-o coloană
7,2	6	25	90	
18	40	25	15	
25	75	25	5	
35	150	25	2,5	
45	300	25	1,2	
67	600	25	0,5	
100	1 500	25	0,15	

Alegerea schemei redresorului depinde de tensiunea și curentul necesar pentru alimentare, de modul de alimentare de la rețea (direct sau prin transformator). În figura 98 se dau cîteva scheme de montaj.



a. montaj pentru redresarea unei singure alternanțe

b montaj pentru redresarea ambelor alternanțe cu priză de nul

c montaj în punte pentru redresarea ambelor alternanțe

d montaj pentru redresarea ambelor alternanțe cu dublare de tensiune

Fig. 98

Pentru puteri redresate mici de 10—15 W se foloseşte un redresor cu un singur braţ, în care se redresează o singură alternanţă (fig. 99).

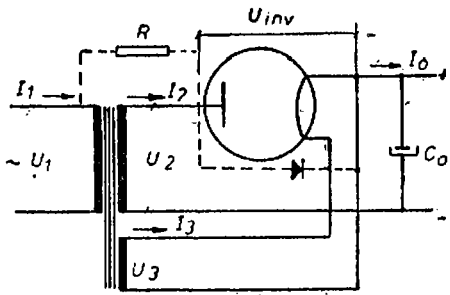


Fig. 99

În acest montaj utilizăm un tub redresor sau o coloană cu seleniu, considerînd frecvenţa pulsaţiilor curentului electric de 50 Hz.

Tensiunea inversă între anodul şi catodul tubului redresor sau a coloanei de seleniu, în cazul unui potenţial negativ pe anod, se află cu relaţia:

$$U_{inv} = 3\,U_0$$

unde: U_0 = tensiunea redresată înainte de circuitul de filtraj.

Impulsul maxim de curent prin redresor este:

$$I_{max.} = 7\,I_0$$

unde: I_0 = curentul redresat în mA.

Tensiunile alternative în înfăşurările 1, 2, 3 ale transformatorului de reţea:

$$U_2 = 0{,}75\,U_0 + \frac{I_0(R_i + R_{Tr})}{265} \quad (V)$$

unde: R_i = rezistenţa internă a tubului redresor sau a coloanei de seleniu în Ω.

R_{Tr} = rezistenţa transformatorului în Ω.

Curenţii în înfăşurările 1, 2, 3 ale transformatorului:

$$I_2 = 2\,I_0 + \frac{12\,U_0}{R_i + R_{Tr}} \text{ (mA)} \qquad I_1 = \frac{1{,}2\,U_2\sqrt{I_2^2 - I_0^2}}{U_1} \quad (mA)$$

Curentul total în înfășurarea primară:

$$I_{1\ tot} = I_1 + \frac{I_2 \cdot U_2}{U_1} + \frac{I_4 \cdot U_4}{U_1} + \dots$$

Condensatorul montat la intrarea filtrului are capacitatea:

$$C_0 = \frac{60\, I_0}{U_0} \quad (\mu F)$$

Tensiunea nominală de lucru a condensatorului:

$$U_{Co} = 1{,}2\, U_0$$

Factorul de pulsație la intrarea circuitului de filtrare:

$$p_0' = \frac{600\, I_0}{U_0 \cdot C_0} \quad (\%)$$

În montajul fără transformator de rețea, folosim o rezistență de protecție „R" de valoare și putere (pentru tensiunea de 220 V):

$$R_{pr} = \frac{200(290 - U_0)}{I_0} \quad (\Omega) \qquad P_{PR} = \frac{I_1^2 \cdot R}{1\,000\,000} \quad (W)$$

$$I_1 = 2\, I_0 + \frac{12\, U_0}{R_1 + R_{pr}} \quad (mA)$$

Exemplu. Pentru redresarea unei singure alternanțe, alimentarea de la un curent de 220 V:

$$U_0 = 250\ V;\ I_0 = 40\ mA.$$

Calculul decurge astfel:

1. Tensiunea inversă și impulsul maxim de curent prin tubul redresor:

$$U_{inv} = 3 \cdot U_0 = 3 \cdot 250 = 750\ V.$$

$$I_{max} = 7 \cdot 40 = 280\ mA.$$

2. Funcție de datele de mai sus alegem tubul redresor BO 230 cu $R_i = 200\ \Omega$.

3. Calculăm rezistența transformatorului:

$$R_{Tr} = \frac{500\, U_0}{I_0 \sqrt[4]{U_0 \cdot I_0}} = \frac{500 \cdot 250}{40 \sqrt[4]{250 \cdot 40}} = 312\ \Omega.$$

4. Tensiunea alternativă în înfăşurarea transformatorului şi curentul :

$$U_2 = 0{,}75 \cdot 250 + \frac{40(200 + 312)}{265} = 264 \text{ V} .$$

$$I_2 = 2 \cdot 40 + \frac{12 \cdot 250}{200 + 312} = 80 \text{ mA}$$

5. Capacitatea condensatorului şi tensiunea de lucru :

$$C_0 = \frac{60 \cdot 40}{250} = 10 \ \mu\text{F} \qquad U_{C0} = 1{,}2 \cdot 250 = 300 \text{ V}$$

6. Alegem un condensator electrolitic de 10 μF, pentru care factorul de pulsaţie la intrarea circuitului de filtrare este :

$$P_0 = \frac{600 \cdot 40}{250 \cdot 10} = 9{,}6\%$$

7. Curentul total în înfăşurarea primară :

$$I_1 = I_1 = \frac{1{,}2\, U_2 \sqrt{I_2^2 - I_0^2}}{U_1} = \frac{1{,}2 \cdot 264 \sqrt{80^2 - 40^2}}{220} = 100 \text{ mA}$$

1.30. **Redresor pentru redresarea ambelor alternanţe cu priză mediană.** Pentru puteri mai mari de 15 W utilizăm un redresor pentru redresarea ambelor alternanţe cu priză mediană. În practică, se foloseşte un tub redresor cu doi anozi şi mai rar coloane de seleniu (fig. 99 a). Tensiunea inversă este :

$$U_{inv} = 3\, U_0 ,$$

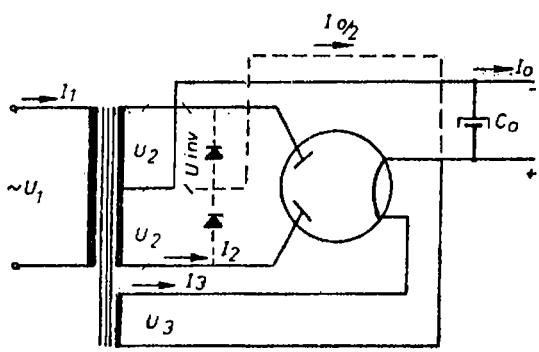


Fig. 99 a

iar impulsul maxim de curent prin tubul redresor este:

$$I_{max} = 3{,}5\ I_0$$

Curenții și tensiunile alternative din înfășurările transformatorului sînt:

$$U_2 = 0{,}75\ U_0 + \frac{I_0(R_1 + R_{Tr})}{530}\ (V) \qquad I_2 = I_0 + \frac{12\ U_0}{R_1 + R_{Tr}}\ (mA)$$

$$R_{Tr} = \frac{1\,000\ U_0}{I_0 \sqrt[4]{U_0 \cdot I_0}}$$

Capacitatea condensatorului și tensiunea sa de lucru:

$$C_0 = \frac{30\ I_0}{U_0}\ (\mu F) \qquad U_{C0} = 1{,}2\ U_0\ (V)$$

Curentul total în înfășurarea primară:

$$I_{1\ tot} = I_{1r} + \frac{I_3 U_3}{U_1} + \frac{I_4 U_4}{U_1} + \ldots\ (mA) \qquad I_1 = \frac{1{,}7\ U_2 I_2}{U_1}\ (mA)$$

Factorul de pulsație la intrarea circuitului de filtrare:

$$p_0 = \frac{300\ I_0}{U_0 \cdot C_0}\ (\%)$$

1.31. **Montaj în punte pentru redresarea ambelor semialternanțe.** Acest tip de montaj folosește un transformator de rețea fără priză mediană în înfășurarea secundară (fig. 100).

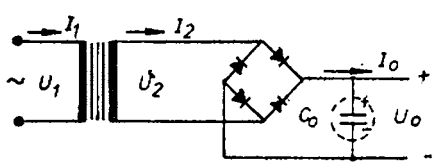


Fig. 100

Înfășurarea secundară trebuie să aibă o tensiune egală cu jumătate din valoarea tensiunii înfășurării secundare a transformatorului de rețea folosit în cazul montajului de redresare a ambelor alternanțe cu priză mediană. Aici se utilizează

și coloane cu seleniu. Tensiunea inversă: $U_{inv} = 1{,}5\ U_0$, iar impulsul maxim de curent: $I_{max} + 3{,}5\ I_0$. Rezistența transformatorului:

$$R_{Tr} = \frac{830\ U_0}{I_0 \sqrt[4]{U_0 \cdot I_0}} \quad (\Omega)$$

Tensiunea și curenții în înfășurările transformatorului:

$$U_2 = 0{,}75\ U_0 + \frac{I_0(2R_1 + R_{tr})}{530} \quad (V)$$

$$I_2 = 1{,}41 \cdot I_0 + \frac{16{,}6\ U_0}{2R_1 + R_{tr}} \quad (mA)$$

$$I_1 = \frac{1{,}2\ U_2 \cdot I_2}{U_1} \quad (mA)$$

Capacitatea condensatorului montat la intrarea filtrului:

$$C_0 = \frac{30\ I_0}{U_0} \quad (\mu F) \qquad U_{C0} = 1{,}2\ U_0 \quad (V)$$

Factorul de pulsație la intrarea circuitului de filtrare:

$$p_0 = \frac{300\ I_0}{U_0 \cdot C_0} \quad (\%)$$

Exemplu. Se cunosc: $U_0 = 300$ V; $I_0 = 130$ mA; $U_1 = 200$V.

1. Determinăm tensiunea inversă și impulsul maxim de curent prin tubul redresor:

$$U_{inv} = 1{,}5\ U_0 = 1{,}5 \cdot 300 = 450\ V$$

$$I_{max} = 3{,}5\ I_0 = 3{,}5 \cdot 130 = 455\ mA$$

2. Curentul redresat într-un singur braț este: $\frac{130}{2} = 65$ mA.

3. Alegem patru coloane de seleniu compuse din discuri de 25 mm diametru, cu tensiunea de 25 V, ce poate fi aplicată unui disc. În fiecare coloană vom monta în serie: $\frac{450}{25} = 18$ discuri.

4. Rezistența coloanei de discuri și rezistența transformatorului:

$$R_1 = 18 \cdot 5 \sqrt{\frac{75}{65}} = 90\ \Omega \qquad R_{tr} = \frac{830 \cdot 300}{130 \sqrt[4]{300 \cdot 130}} = 136\ \Omega$$

5. Calculăm curenţii şi tensiunile:

$$U_2 = 0{,}75 \cdot 300 + \frac{130(2 \cdot 90 + 136)}{530} = 302 \text{ V}$$

$$I_2 = 1{,}41 \cdot 130 + \frac{16{,}6 \cdot 300}{2 \cdot 90 + 136} = 198 \text{ mA}$$

$$I_1 = \frac{1{,}2 \cdot 302 \cdot 198}{220} = 326 \text{ mA}$$

6. Calculăm capacitatea condensatorului:

$$C_0 = \frac{30 \cdot 130}{300} = 13 \ \mu\text{F} \qquad U_{co} = 1{,}2 \cdot 300 = 360 \text{ V}$$

7. Factorul de pulsaţie:

$$p_0 = \frac{300 \cdot 130}{300 \cdot 13} = 10\%$$

1.32. **Filtre de netezire a pulsaţiilor curentului redresat.** Pentru netezirea pulsaţiilor curentului redresat folosim filtre din celule compuse din inductanţă şi capacitate sau din rezistenţă şi capacitate (fig. 101).

Funcţie de valorile curentului redresat se aleg şi se combină aceste celule. La calcularea elementului ce compune celula ne folosim de valorile date ale tensiunii redresate, ale curentului, ale factorului de pulsaţie şi ale capacităţii condensatorului montat la intrarea filtrului.

Pentru început se determină factorul de pulsaţie admis la ieşirea filtrului, apoi valorile necesare pentru elementele

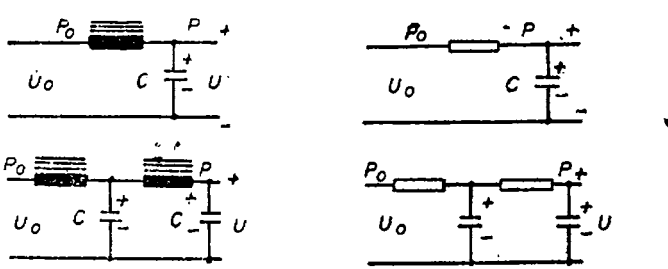


Fig. 101

ce compun filtrele şi la urmă calculăm tensiunea la ieşirea filtrului. În tabelul 3 se dau cîteva valori ale factorului de pulsaţie la diverse sarcini.

Tabel 3

Felul sarcinii	Factorul de pulsaţie p%
— Primele etaje ale amplificatoarelor de microfon	0,001—0,002
— Etajele de detecţie, etajele intermediare de audiofrecvenţă	0,01—0,05
— Etajele de radiofrecvenţă şi de frecvenţă intermediară, etajele schimbătoare de frecvenţă	0,02—0,1
— Etajul final simplu de audiofrecvenţă	0,1—0,5
— Etajul final de audiofrecvenţă în contratimp, stabilizatoare de tensiune electronice şi cu gaz, anozii tuburilor cu fascicol electronic	0,5—2
— Înfăşurările de excitaţie ale difuzoarelor electrodinamice	peste 20

a. Filtru din inductanţă şi capacitate (fig. 102): acest tip de filtru se foloseşte pentru curenţi redresaţi cu valori mai mari de 20 mA. Dacă valoarea produsului LC este mai mică de 200, filtrul se face cu o celulă; la valori mai mari de 200 se adaugă o a doua celulă. Capacitatea condensatorului C se ia egală cu aceea a condensatorului C_0.

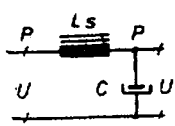


Fig. 102

Pentru redresarea unei singure alternanţe, pentru o celulă avem:

$$L \cdot C = \frac{10\,p_0}{p}$$

iar pentru două celule:

$$L \cdot C = L' \cdot C' = \frac{3{,}2\,p_0}{\sqrt{p}}$$

Pentru redresarea ambelor alternanţe, pentru un filtru cu o singură celulă, avem:

$$L \cdot C = \frac{2{,}5\,p_0}{p}$$

iar pentru două celule:

$$L \cdot C = L' \cdot C' = \frac{0{,}8\,p_0}{\sqrt{p}}$$

Pentru toate montajele se consideră:

$$U = 0{,}8\ U_0.$$

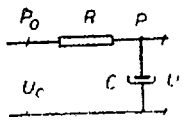


Fig. 103

b. Filtre din rezistență și capacitate (fig. 103): în general, acest tip de filtre se folosesc pentru curenți de cel mult 20 mA. Pentru valori ale RC = 100 000 folosim o singură celulă, iar pentru valori RC mai mari de 100 000 adăugăm o a doua celulă.

Pentru redresarea unei singure alternanțe, pentru un filtru cu o singură celulă:

$$RC = \frac{2\,000\ p_0}{p}$$

iar pentru două celule:

$$RC = R' \cdot C' = \frac{1\,000\ p_0}{\sqrt{p}}$$

Pentru un montaj de redresare a ambelor alternanțe cînd folosim o singură celulă:

$$RC = \frac{1\,500\ p_0}{p}$$

iar pentru două celule:

$$RC = \frac{500 p_0}{\sqrt{p}} = R'C'$$

Pentru ambele cazuri, pentru montajul cu o singură celulă:

$$U = U_0 - \frac{I_0 \cdot R}{1\,000} \quad (V) \qquad P = \frac{I_0^2 \cdot R}{1\,000\,000} \quad (W)$$

iar pentru montajul cu două celule:

$$U = U_0 - \frac{I_0(R + R')}{1\,000} \quad (V) \qquad P' = P \quad (W)$$

Exemplu: Avem un montaj de redresare a ambelor alternanțe pentru alimentarea unui radioreceptor cu etaj de detecție și etaj de audiofrecvență.

Se cunosc: $U_0 = 300$ V; $I_0 = 10$ mA; $p_0 = 10\%$; $C_0 = 10\ \mu F$.

1. Din tabelul 3 găsim p = 0,05. Presupunem că folosim filtrul RC cu o singură celulă; calculăm valoarea expresiei RC:

$$RC = \frac{2\,000\,p_o}{p} = \frac{2\,000 \cdot 10}{0{,}05} = 400\,000$$

Întrucît avem RC = 400 000 trebuie să folosim două celule şi în acest caz:

$$RC = R'C' = \frac{1\,000\,p_o}{p} = \frac{1\,000 \cdot 10}{0{,}05} = 50\,000$$

Alegem condensatorul C = C' de 10 μF cu U_o = 360 V după care calculăm:

$$R = R' = \frac{50\,000}{10} = 5\ k\Omega$$

$$U = 300 - \frac{10(5\,000 + 5\,000)}{1\,000} = 200\ V$$

$$P = \frac{10^2 \cdot 5\,000}{1\,000\,000} = 0{,}5\ W$$

1.33. Condensator montat în circuitul de filament al tuburilor electronice. În cazul cînd nu folosim transformator în circuitul de filament al tuburilor electronice alimentate direct de la reţeaua de curent alternativ, în locul rezistenţei adiţionale poate fi legat în serie un condensator de hîrtie (fig. 104), care pentru frecvenţa de 50 Hz a curentului electric are valoarea:

$$C = \frac{3\,180 \cdot I}{\sqrt{U^2 - U_f^2}}$$

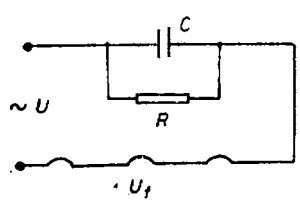


Fig. 104

unde: I = curentul care trece prin circuitul de filament în A.
U = tensiunea reţelei electrice în V
Uf = tensiunea totală de filament a tuburilor electronice în V.

Rezistenţa de 1 MΩ, conectată în paralel cu condensatorul C, este o rezistenţă de fugă şi nu se ia în calcul.

1.34. Blocul de UUS. Întregul bloc de UUŞ se calculează şi se montează separat în radioreceptor. Pentru o bună se-

lectivitate frecvența intermediară se ia de 8,4 MHz. Condensatorul variabil se alege cu două secțiuni, cu capacitatea de 7—19 pF. Pentru a se asigura o radiație minimă a oscilațiilor date de oscilatorul local și o amplificare mare la un nivel de zgomot mic este indicat a se folosi — pentru ambele etaje — triode. În acest scop putem folosi o dublă triodă (una din triode se folosește ca amplificator de IF, iar a doua ca schimbător și oscilator).

Conductoarele de conexiuni vor fi cît mai scurte sau se vor folosi plăci cu circuite imprimate. Toate elementele blocului se ecranează.

Pentru a se înlătura reacția în amplificatorul de IF, bobinele circuitului de intrare și circuitului anodic al amplificatorului se montează perpendicular una pe alta și pe laturi opuse ale șasiului.

Catodul schimbătorului trebuie legat la masă cu un conductor cît mai scurt. Ecranul tubului se conectează direct la șasiu. Conductoarele de legătură ale condensatoarelor C_c' C_{a1} C_1 C_n trebuie să fie cît mai scurte sau să se lipească direct la soclul tubului.

Calculul blocului de UUS decurge astfel:

1. Calculul circuitului de intrare:

În figura 105 se dă schema echivalentă a circuitului de intrare.

— Banda de trecere a circuitului de intrare, cu acord fix la mijlocul gamei de frecvență, se calculează cu relația:

$$f_{med} = \sqrt{f_{max} \cdot f_{min}} \quad (kHz)$$

unde: f_{max} și f_{min} = frecvențele maxime, respectiv minime, în kHz.

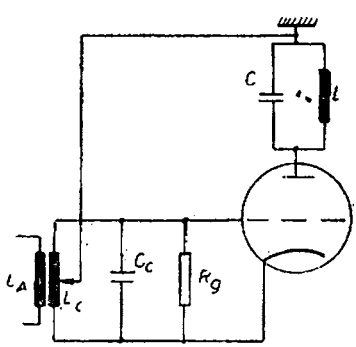


Fig. 105

— Factorul echivalent al circuitului este:

$$Q_{ech} = 0{,}46 \frac{f_{med}}{f_{max} - f_{min}}$$

— Capacitatea echivalentă a circuitului de intrare:

$$C_c = \frac{Q_{ech}}{3{,}14 \cdot f_{med} \cdot R_g} \quad (pF)$$

— Coeficientul de cuplaj între bobinele L_a și L_c:

$$k = \sqrt{\frac{1}{Q_{ech}}}$$

— Inductanța bobinei circuitului de intrare:

$$L_A = \frac{R_A}{6{,}28 \cdot f_{med}} \quad (\mu H)$$

unde: R_A = rezistența antenei în Ω.

— Inductanța echivalentă a circuitului de intrare:

$$L_{ech} = \frac{25\,300}{f^2_{med} \cdot C_c} \quad (\mu H)$$

— Inductanța bobinei circuitului de intrare:

$$L_c = \frac{L_{ech}}{1 - 0{,}5k^2} \quad (\mu H)$$

— Calculul raportului de transformare:

$$n = \sqrt{\frac{R_g}{R_A}} = \frac{\sqrt{2}}{k} \cdot \sqrt{\frac{L_c}{L_A}}$$

— Alegînd factorul de calitate al circuitului Q, impedanța la rezonanță se poate calcula cu ajutorul relației:

$$R_c = Q_c \frac{1}{\omega_{med} \cdot C_c}$$

unde: $\omega_{med} = 6{,}28 \cdot f_{med}$.

— Randamentul circuitului de intrare:

$$\eta_c = \frac{R_c}{R_c + R_g}$$

— Verificarea calculului se face impunînd condiția adaptării circuitului și ținînd seama de pierderile din circuit:

$$n^2 \cdot R_A = \eta_c \cdot R_g.$$

de aici se scoate valoarea lui n:

$$n = \sqrt{\frac{R_g \cdot \eta_c}{R_c}}$$

— Factorul de transfer al circuitului:

$$K_A = \frac{1}{2} n$$

— Rezistența echivalentă între catod și masă pentru toate circuitele:

$$R_{cm} = R_g \cdot m^2 \quad (\Omega)$$

Calculul circuitului de intrare urmărește realizarea regimului amplificării maxime. Se cunoaște că transferul puterii maxime are loc cînd impedanța de intrare a receptorului este pur rezistivă ($X_1 = 0$) și egală cu rezistența antenei. Același lucru se va spune și despre tubul amplificator: el va absorbi putere maximă dacă rezistența anodică va fi pur rezistivă ($X_2 = 0$) și egală cu rezistența de ieșire a circuitului R_g. În primul caz avem adaptarea între antenă și intrarea receptorului, iar în cazul celălalt, adaptarea la ieșirea circuitului.

În cazul adaptării, circuitul de intrare primește o putere care se poate calcula cu relația:

$$P = \frac{E^2}{4R_A}$$

Puterea absorbită de rezistența R_g a tubului este:

$$P_g = \frac{U_g^2}{R_g}$$

Dacă în circuitul de intrare nu sînt pierderi, avem:

$$P = P_g$$

și factorul de transfer al puterii va fi egal cu 1.

Dacă vom ține seama de pierderi, atunci

$$K_p = \frac{P_g}{P} = \eta_c$$

— Factorul de transfer al tensiunii:

$$K_E = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_g}{R_A}} \cdot \sqrt{\eta_c}$$

— Parametrul de cuplaj al circuitului cu tubul:

$$m = \frac{U_c}{U_g}$$

— Rezistența de intrare a tubului amplificator este șuntată de rezistența R_f:

$$R_f = \frac{k_0}{f^2}$$

unde: k_0 = coeficient care depinde de tipul și regimul de funcționare a tubului electronic.
f = frecvența de lucru.

Rezistența „R_f" este datorată timpului de tranzit al electronilor și inductanței catodului, iar rezistența „R_c", datorată trecerii componentei alternative a curentului anodic „i_a" prin elementele circuitului de intrare și se află cu relația:

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{m^2}$$

Rezistența totală introdusă de intrarea tubului în paralel pe circuit este:

$$R_g = \frac{R_f \frac{R_c}{m^2}}{R_f + \frac{R_c}{m^2}}$$

Rezistența de intrare a triodei cu grila la masă este:

$$R_c = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right)$$

unde: S și R_i = panta și rezistența internă a tubului

R_a = rezistența de sarcină anodică

2. Calculul circuitului anodic al amplificatorului IF:

— Capacitatea minimă totală din circuitul anodic:

$$C_{a\ min} = C_{v\ min} + C_a + C_{ie} + C_m + C_{sh}$$

unde: $C_{v\ min}$ = capacitatea minimă a condensatorului variabil
C_m = capacitatea montajului

— Capacitatea maximă totală din circuitul anodic:

$$C_{a\ max} = C_{a\ min} \cdot K_f \qquad \frac{f_{max}}{f_{min}} = K_f$$

unde: f_{max} = frecvența maximă în kHz
f_{min} = frecvența minimă în kHz

— Valoarea medie echivalentă a capacității circuitului anodic:

$$C_{am} = \frac{C_{a\ min} + C_{a\ max}}{2}$$

— Cunoscînd factorul de calitate „Q_a" al bobinei „L_a" putem afla impedanța în gol a circuitului (cu alimentarea tubului deconectată):

$$R_{a0} = \frac{Q_a}{\omega_m \cdot C_{ac}}$$

unde: ω_m = frecvența medie a unghiului de acord corespunzătoare capacității medii C_{am}

— Impedanța circuitului anodic:

$$R_a = \frac{R_{a0} \cdot R_{sh}}{R_{a0} + R_{sh}}$$

unde: R_{sh} = rezistența de intrare a schimbătorului.

Circuitul anodic este șuntat și de rezistența internă a tubului, de aceea impedanța circuitului se va calcula cu relația:

$$R_{ac} = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$$

unde: R_i = rezistența internă a tubului

— Factorul de amplificare este:

$$K_{AF} = S \cdot R_{ac}$$

3. Calculul schimbătorului oscilator: Aici, problema cea mai importantă de calcul, la realizarea schimbătorului oscilator cu triodă, este asigurarea impedanței acordului celor trei circuite (circuitul de semnal, circuitul oscilator și filtrul de frecvență intermediară) și obținerea unei radiații cît mai mici a oscilatorului.

Acest lucru presupune că trebuie să alegem o schemă în care acordul unui circuit nu modifică acordul celuilalt și la care tensiunea oscilatorului nu ajunge la circuitul de semnal. Problema este rezolvată dacă se conectează circuitele de semnal și oscilator într-o schemă de punte echilibrată. În figura 106 se dau două exemple de astfel de punți.

Echilibrul punții pentru schema din figura 106 rezultă din relația:

$$\frac{L' + M}{L'' + M} = \frac{C_1}{C_2}$$

și pentru schema din figura 107

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{C_3}{C_4}$$

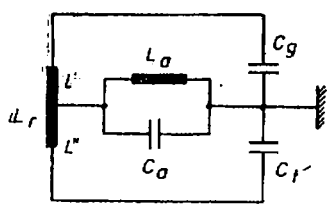


Fig. 106

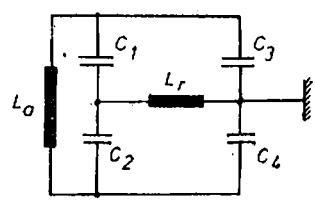


Fig. 107

Dacă nu avem îndeplinite aceste condiții, circuitele de semnal și oscilator sînt separate, neexistînd nici o dependență reciprocă între ele.

Schema detaliată este dată în figura 107 a. Tensiunea de semnal „U_s", scoasă din circuitul L_sC_s, se aplică prin intermediul condensatorului „C_g" la priza mediană a bobinei „L_r" și apoi, mai departe, împreună cu tensiunea oscilatorului, pe grila triodei. Tensiunea de semnal după schimbarea frecvenței și amplificare se extrage cu ajutorul filtrului de frecvență intermediară. Bobina „L_1" avînd o inductanță mare, se folosește ca șoc.

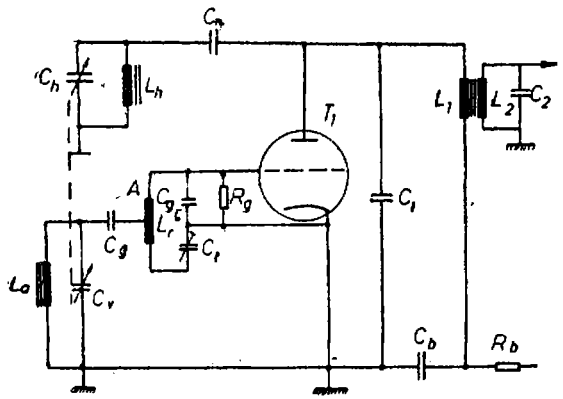


Fig. 107 a

Aici intervin două elemente care determină în final funcționarea normală a schimbătorului oscilator: calcularea coeficientului k_1:

$$k_1 = \frac{C_r}{C_r + C_1}$$

și alegerea elementelor R_g—C_g funcție de constanta de timp.

Dacă τ întrece o valoare critică, atunci poate lua naștere o oscilație autoblocată și, în locul oscilațiilor continue, apar oscilații întrerupte periodic, cu perioada de repartiție „T" cu atît mai mare, cu cît constanta de timp τ este mai mare. Pentru a înlătura întreruperea acestor oscilații, este necesar să se aleagă constanta de timp τ ceva mai mică decît τ_{crit}. Aceasta, în practică, se realizează prin micșorarea lui R_g și C_g ($R_g = 0{,}2 - 1$ MΩ pentru tuburi cu încălzire indirectă).

— Coeficientul de creștere a rezistenței interne a tubului K_1 se ia egal cu 3, iar rezistența internă a schimbătorului oscilator va fi egală cu:

$$R_{ih} = K_1 \cdot R_1$$

unde: R_1 = rezistența internă a tubului.

— Coeficientul de reacție se calculează cu relația:

$$K_r = \frac{U_g}{U_a}$$

— Tensiunea de frecvență intermediară este:

$$U_g = K_r \cdot U_a$$

— Factorul de sarcină anodică:

$$\alpha = \frac{R_{ae}}{R_i}$$

unde: R_{ae} = rezistența de intrare a filtrului de frecvență intermediară (rezistența anodică).

La echilibrarea punții avem:

$$C_b = \frac{C_g \cdot C_{ap}}{C_{go}} \qquad C_{ap} = C_{ac} + C_r + C_i$$

Coeficientul de reacție se alege astfel ca să avem:

$$R_{id} = 3\,R_i = K_2 \cdot R_i$$

unde: K_2 = coeficient de creștere a rezistenței interne a schimbătorului datorită acțiunii reacției.

$$R_{id} = \frac{1}{1 - \mu_d \cdot K_r \frac{1}{1 + \alpha_a}} \cdot R_i$$

unde: R_{id} = rezistența internă dinamică a schimbătorului oscilator

μ_d = coeficient dinamic de amplificare ($\mu_d \simeq \mu$)

Coeficientul de reacție se mai poate calcula și cu formula:

$$K_r = \frac{0{,}67(1 + \alpha)}{\mu_d}$$

iar capacitatea de blocare cu formula:

$$C_b = \frac{C_g \cdot C_{ap}}{C_g \cdot K_r + C_{ago}}$$

În lipsa tensiunii de frecvență intermediară de pe grila tubului, rezistența de intrare a schimbătorului între grilă și catod este:

$$R_g = 2R_i.$$

Prezența tensiunii intermediare în condiții de supraechilibrare admisibilă a punții duce la creșterea cu 20—30% a rezistenței de intrare.

— Dependența între panta schimbătorului S_{sch} și panta de conversiune a tubului este dată de relația:

$$S_{sch} = 0{,}3\ S.$$

Pentru a se echilibra puntea de înaltă frecvență trebuie să se asigure o simetrie perfectă a prizei „A" a bobinei de reacție „L_r". Practic, acest lucru este posibil dacă bobinele „L_h" și „L_r" se bobinează una în prelungirea celeilalte reducînd astfel la minim capetele libere ale bobinei de reacție.

— Valoarea lui „C_t" se află cu relația:

$$C_t = \frac{L' + M}{L'' + M} C_{gc}$$

— Alegînd $M = 1$ obținem: $L' = L'' = M$ (M = coeficient de inducție), condiție care este îndeplinită cînd coeficientul de cuplaj este egal cu 1 (în practică se ia k=0,5—0,7).

Inductanța bobinei „L_r" se alege astfel încît frecvența de rezonanță „f_0" a circuitului de grilă să satisfacă condiția:

$$f_0 \geqslant 1{,}2\ f_{h\ max} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \left(\frac{C_{go}}{2} + C_0\right)}}$$

unde: $f_{h\ max}$ = frecvența maximă a oscilatorului în gama de unde respectivă

C_0 = suma capacității cablajului și capacității proprii a bobinei L_r.

— Capacitatea C_g se alege din condiția:

$$C_g = (10 - 20)\ C_{gc}.$$

Exemplu: Presupunem că pentru blocul de UUS alegem schema din figura 108 folosind dubla triodă 6H3II cu caracteristicile: $U_f = 6{,}3$ V; $I_f = 0{,}35$ A; $E_a = 150$ V; $R_{oo} = 240\ \Omega$; $I_a = 7{,}7$ mA; $S = 4{,}9$ mA/V; $R_i = 7{,}5$ kΩ; $\mu = 40$; $h_\tau = 5$; $h_A = 120$; $R_2 = 600\ \Omega$; $C_{ag} = 1{,}5$ pF; $C_{ac} = 0{,}4$ pF; $C_{go} = 7{,}5$ pF; gama de frecvențe: $f_{min} = 64$ MHz; $f_{max} = 73{,}5$ MHz; frecvența intermediară = 8,4 MHz. Antenă dipol cu $R_A = 75$ kΩ. Capacitatea montajului $C_m = 12$ pF. Rezis-

tența de intrare a primului etaj amplificator IF realizat cu tubul 6U1П este $R_2' = 200$ kΩ. Capacitatea de intrare a tubului 6U1П este $C_t = 6$ pF. Alegem un condensator variabil cu două secții cu capacitatea de 7—19 pF.

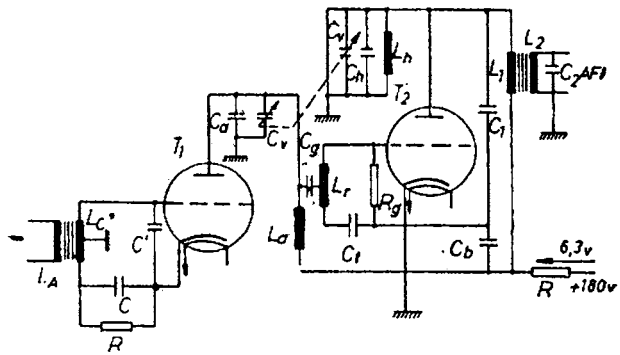


Fig. 108

Calculul circuitului anodic al schimbătorului oscilator:

1. Alegem capacitatea circuitelor $C_1 = 40$ pF.

2. Calculăm capacitatea condensatorului C_2 din relația capacității circuitelor:

$$C_1 = C_2 + C_m + C_t \qquad C_2 = 22 \text{ pF}$$
$$40 = C_2 + 12 + 6$$

3. Calculăm capacitatea C_1 și C_r din relațiile:

$$C_1 = 2\,C_r; \quad C_1 + C_r = C_1 - (C_{1t} + C_{L1});$$
$$C_1 + C_r = 40 - (2 + 5) = 33 \text{ pF}$$

unde: C_{1t} = capacitatea de intrare a tubului = 2 pF.
C_{L1} = capacitatea proprie bobinei L_1 egală cu 5 pF.

Din egalitățile de mai sus adoptăm:

$$C_r = 10 \text{ pF și } C_1 = 22 \text{ pF.}$$

4. Calculăm inductanțele bobinelor filtrelor:

$$L_1 = L_2 = \frac{25\,300}{f_i^2 \cdot C_1} = \frac{25\,300}{8{,}4^2 \cdot 40} = 9\ \mu\text{H}.$$

5. Adoptînd factorul de calitate în gol pentru „L_1" și „L_2" egal cu 100, rezistențele la rezonanță ale circuitelor filtrelor sînt:

$$R_{10} = R_{20} = \frac{Q_0}{\omega_1 \cdot C_1} = \frac{100}{6{,}28 \cdot 8{,}4 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-12}} = 47 \text{ k}\Omega.$$

6. Ținînd seama de rezistența de intrare a tubului 6U1П, rezistența echivalentă a celui de al doilea circuit al filtrului devine:

$$R_{2\,ech} = \frac{R_{10} \cdot R_2'}{R_{10} + R_2'} = \frac{47 \cdot 200}{47 + 200} = 38 \text{ k}\Omega.$$

7. La cuplaj optim rezistența de intrare a filtrului este:

$$R_{aech} = 0{,}5 \sqrt{R_{10} \cdot R_{2\,ech}} = 0{,}5 \sqrt{47 \cdot 38} = 21 \text{ k}\Omega$$

8. În cazul echilibrului punții, rezistența internă a triodei schimbătoare este:

$$R_{1h} = K_1 \cdot R_1 = 3 \cdot 8 = 24 \text{ k}\Omega.$$

9. Factorul de sarcină anodică este:

$$\alpha = \frac{R_{aech}}{R_{1h}} = \frac{21}{24} = 0{,}87$$

10. Coeficientul de reacție:

$$K_2 \frac{0{,}67(1 + \alpha)}{\mu} = \frac{0{,}67(1 + 0{,}87)}{40} = 0{,}031$$

11. Rezistența internă a schimbătorului oscilator la supraechilibrarea punții FI este:

$$R_{1d} = K_2 \cdot R_{1h} = 3 \times 24 = 72 \text{ k}\Omega.$$

12. Ținînd seama de șuntarea primului circuit al filtrului de FI de către „R_{1d}", rezistența echivalentă a circuitului este:

$$R_{1\,ech} = \frac{R_{10} \cdot R_{1d}}{R_{10} + R_{1d}} = \frac{47 \cdot 72}{47 + 72} = 28 \text{ k}\Omega.$$

13. Pentru obținerea pantei de conversiune maximă a schimbătorului, alegem regimul de funcționare al tubului

6H3П astfel încît tensiunea de oscilator aplicată pe grila triodei să fie egală cu 3 V; în acest caz panta de conversiune este:

$$S_c = 0{,}3\,S = 0{,}3 \cdot 4{,}9 = 1{,}47 \text{ mA/V}.$$

14. Calculăm amplificarea obținută:

$$K_c = 0{,}5\,S_c \sqrt{R_{1\,ech} \cdot R_{2\,ech}} = 0{,}5 \cdot 1{,}47 \sqrt{28 \cdot 38} = 23.$$

15. Factorii de calitate în sarcină a circuitelor de FI:

$$Q_{1\,ech} = R_{1\,ech} \cdot \omega_1 \cdot C_1 = 28 \cdot 10^3 \cdot 6{,}28 \cdot 8{,}4 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12} = 60$$

$$Q_{2\,ech} = Q_{1\,ech} \frac{R_{2ech}}{R_{1ech}} = 60 \frac{38}{28} = 80.$$

16. Calculăm factorul de calitate echivalent al filtrului:

$$Q_{e\,ech} = \sqrt{Q_{1\,ech} \cdot Q_{2\,ech}} = \sqrt{60 \cdot 80} = 70$$

17. Banda de trecere la nivel 0,7 a filtrului IF pentru $Q_{ech} = 70$ este:

$$2\,\Delta f_1 = 1{,}5 \frac{f_1}{Q_{ech}} = 1{,}5 \frac{8{,}4 \cdot 10^6}{70} = 180 \text{ kHz}.$$

18. Selectivitatea față de canalul alăturat, luînd $\Delta f_{ca} = 250$ kHz, este $\alpha_c = 16$ dB.

19. Coeficientul de cuplaj între circuite:

$$k_1 = \frac{1}{Q_{e\,ech}} = \frac{1}{70} = 1{,}5\%$$

Calculul circuitului de grilă al schimbătorului oscilator:

1. Pentru a preîntîmpina pierderi de amplificare datorită divizorului capacitiv din circuitul de grilă al schimbătorului, compus din capacitatea „C_g" și capacitatea de intrare a schimbătorului, este necesar să se ia valoarea lui „C_g" egală cu:

$$C_g = (10 - 20)C_{gc} = (10 - 20)\,7{,}5 = 75 - 150 \text{ pF}.$$

Alegem $C_g = 120$ pF și $R_g = 470$ kΩ.

2. Capacitatea anod-masă este:

$$C_{ap} = C_1 + C_r + C_{ac} = 22 + 10 + 0{,}4 = 32{,}4 \text{ pF}.$$

3. Ţinînd cont de $K_r = 0{,}031$, capacitatea C_b are valoarea:

$$C_b = \frac{C_g \cdot C_{ap}}{C_g \cdot K_s + C_{ag}} = \frac{120^2 \cdot 32{,}4}{120 \cdot 0{,}031 + 1{,}5} = 750 \text{ pF}.$$

4. La echilibrarea punţii $K_r = 0$ şi C_b are valoarea:

$$C'_b = \frac{C_g \cdot C_{ap}}{C_{ag}} = \frac{120 \cdot 32{,}4}{1{,}5} = 2\,600 \text{ pF}.$$

5. Impunem pentru „C_t" valoarea de 7,5 pF egală cu aceea a „C_{go}".

6. Frecvenţa maximă a oscilatorului este:

$$f_{h\,max} = f_{max} + f_i = 73{,}5 + 8{,}4 = 81{,}9 \text{ MHz}.$$

7. Inductanţa bobinei de reacţie:

$$L_r = \frac{1{,}75 \cdot 10^4}{f^2_{hmax}\left(\frac{C_{go}}{2} + C_m\right)} = \frac{1{,}75 \cdot 10^4}{81{,}9^2\left(\frac{7{,}5}{2} + 12\right)} = 0{,}55 \text{ μH}.$$

8. Alegînd factorul de transmisie a circuitului de grilă $K_g = 1$ putem calcula capacitatea de intrare totală a schimbătorului:

$$C_{sh} = 2\,K_g \cdot C_{go} = 2 \cdot 1 \cdot 7{,}5 = 15 \text{ pF}.$$

9. Rezistenţa schimbătorului este:

$$R_h = 2{,}5\,R_i = 2{,}5 \cdot 2{,}4 = 6 \text{ kΩ}.$$

10. Rezistenţa de intrare a schimbătorului raportată la bornele circuitului anodic al amplificatorului de IF:

$$R_{sh} = \frac{1}{K_g^2} \cdot R_h = \frac{6}{1^2} = 6 \text{ kΩ}.$$

Calculul circuitului oscilator:

1. Coeficientul de acoperire a gamei circuitului:

$$K_h = \frac{f_{h\,max}}{f_{h\,min}} = \frac{f_{max} + f_i}{f_{min} + f_i} = \frac{73{,}5 + 8{,}4}{64 + 8{,}4} = 1{,}13$$

Acest coeficient se poate realiza alegînd un condensator variabil cu 2 secţiuni de 7—19 pF, cu capacitatea variabilă a celor două secţiuni:

$$\Delta c = C_{max} - C_{min} = 19 - 7 = 12 \text{ pF}.$$

2. Capacitatea minimă și maximă a circuitului oscilator:

$$C_{min\,os} = \frac{\Delta c}{K_h^2 - 1} = \frac{12}{1{,}13^2 - 1} = 43 \text{ pF.}$$

$$C_{max\,os} = C_{min\,os} + \Delta c = 43 + 12 = 55 \text{ pF.}$$

3. Calculăm valoarea capacității suplimentare C_h:

$$C_h = C_{min\,os} - C_{min} - C_m - \frac{C_r C_i}{C_r + C_i} = 43 - 7 - 10 -$$

$$- \frac{10 \cdot 22}{10 + 22} = 19 \text{ pF.}$$

4. Inductanța bobinei circuitului este:

$$L_h = \frac{25\,300}{f_{hmax}^2 \cdot C_{min\,os}} = \frac{25\,300}{81{,}9^2 \cdot 43} = 0{,}09 \ \mu H.$$

Calculul circuitului anodic al amplificatorului IF:

1. Coeficientul de acoperire a gamei:

$$K_a = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{73{,}5}{64} = 1{,}15$$

2. Capacitatea minimă și maximă a circuitului:

$$C_{a\,min} = \frac{\Delta c}{K_a^2 - 1} = \frac{12}{1{,}15^2 - 1} = 39 \text{ pF}$$

$$C_{a\,max} = C_{a\,min} + \Delta c = 39 + 12 = 51 \text{ pF}$$

3. Considerînd capacitatea montajului și capacitatea de ieșire a triodei egală cu 7 pF, calculăm capacitatea suplimentară C_a:

$$C_a = C_{a\,min} - C_{min} - (C_m + C_i) - C_{sh}$$

$$C_{sh} = 2 \cdot C_{gc} = 2 \cdot 7{,}5 = 15 \text{ pF}$$

$$C_a = 39 - 7 - 7 - 15 = 10 \text{ pF}$$

4. Inductanța bobinei circuitului anodic:

$$L_a = \frac{25\,300}{f_{max}^2 \cdot C_{a\,min}} = \frac{25\,300}{73{,}5^2 + 39} = 0{,}120 \ \mu H.$$

Alegem o bobină bobinată cu un singur strat, cu miez de carbonil, cu factorul de calitate $Q_0 = 120$.

5. Impedanța de rezonanță pentru frecvența medie ($f_{med} = 70$ MHz) și capacitatea circuitului egală cu 45 pF este

$$R_{a0} = \frac{Q_{a0}}{\omega_{med} \cdot C_{am}} = \frac{120}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 45 \cdot 10^{-12}} = 6{,}1 \text{ k}\Omega.$$

6. Luînd în considerare șuntarea dată de rezistența de intrare a schimbătorului „R_{sh}", atunci rezistența totală de sarcină anodică a tubului amplificator de IF este:

$$R_a = \frac{R_{a0} \cdot R_{sh}}{R_{a0} + R_{sh}} = \frac{6{,}1 \cdot 6}{6{,}1 + 6} = 3 \text{ k}\Omega.$$

7. Rezistența de intrare a tubului 6H3П cu grila la masă:

$$R_{ga} = \frac{1}{S}\left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right) = \frac{1}{5 \cdot 10^{-3}}\left(1 + \frac{3}{8}\right) = 250 \ \Omega.$$

8. Alegem parametrul de cuplaj al circuitului $m = 0{,}55$, valoare cu care calculăm rezistența de sarcină care șuntează circuitul de intrare:

$$R_{ge} = \frac{R_f \cdot R_{ga}}{m^2 \cdot R_f + R_{ga}} = \frac{2\,400 \cdot 250}{0{,}55^2 \cdot 2\,400 + 250} = 620 \ \Omega.$$

9. Rezistența totală a circuitului de intrare, raportată la bornele catod—masă:

$$R_{cm} = R_{ge} \cdot m^2 = 620 \cdot 0{,}55^2 = 187 \ \Omega.$$

10. Datorită rezistenței „R_{cm}" în circuitul catodului, rezistența dinamică internă va crește la valoarea

$$R_{id} = R_i + \mu \cdot R_{cm} = 7{,}5 + 40 \cdot 0{,}187 = 15 \text{ k}\Omega.$$

11. Ținînd cont de rezistența R_{id}, rezistența circuitului anodic al amplificatorului este:

$$R_a = \frac{R_a \cdot R_{id}}{R_a + R_{id}} = \frac{3 \cdot 15{,}6}{3 + 15{,}6} = 2{,}5 \text{ k}\Omega.$$

12. Amplificarea dată de amplificator este:

$$K_{1F} = S \cdot R_a = 4{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}5 \cdot 10^3 = 12{,}5.$$

13. Factorul de calitate echivalent al circuitului este

$$Q_{ae} = \frac{R_a \cdot Q_{ae}}{R_{ae}} = \frac{2{,}5 \cdot 120}{6{,}1} = 50.$$

Calculul circuitului de intrare:

1. Factorul de calitate al circuitului de intrare este:

$$Q_{c\ ech} = 0{,}46 \frac{f_{med}}{f_{max} - f_{min}} = 0{,}46 \frac{70}{73{,}5 - 64} = 4{,}3$$

2. Capacitatea echivalentă a circuitului de intrare:

$$C_c = \frac{2 \cdot Q_{c\ ech}}{R_{gc} \cdot \omega_{med}} = \frac{2 \cdot 4{,}3}{620 \cdot 6{,}28 \cdot 70 \cdot 10^6} = 30\ \text{pF}.$$

3. Inductanța echivalentă a circuitului:

$$L_{c\ ech} = \frac{25\,300}{f^2_{med} \cdot C_c} = \frac{25\,300}{70^2 \cdot 30} = 0{,}170\ \mu\text{H}.$$

4. Inductanța bobinei de cuplaj:

$$L_a = \frac{R_A}{\omega_{med}} = \frac{75}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 10^6} = 0{,}17\ \mu\text{H}.$$

5. Coeficientul de cuplaj:

$$k = \sqrt{\frac{1}{Q_{c\ ech}}} = \sqrt{\frac{1}{4{,}3}} = 0{,}48$$

6. Inductanța bobinei circuitului de intrare:

$$L_c = \frac{L_{c\ ech}}{1 - 0{,}5k^2} = \frac{0{,}17}{1 - 0{,}5 \cdot 0{,}48^2} = 0{,}19\ \mu\text{H}.$$

7. Impedanța circuitului în gol, pentru $Q_c = 120$:

$$R_c = Q_c \frac{1}{\omega_{med} \cdot C_c} = 120 \frac{1}{6{,}28 \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12}} = 9\ \text{k}\Omega.$$

8. Randamentul circuitului de intrare:

$$\eta_c = \frac{R_c}{R_c + R_{gc}} = \frac{9}{9 + 0{,}62} = 0{,}93\%$$

9. Factorul de transfer:

$$K_{AE} = \frac{\sqrt{\eta_c}}{2}\sqrt{\frac{R_{ge}}{R_A}} = \frac{\sqrt{0,93}}{2}\sqrt{\frac{620}{75}} = 1,4$$

10. Amplificarea totală a blocului de UUS:

$$K_{UUS} = K_{AE}\cdot K_{IF}\cdot K_c\cdot K_{sh} = 1,4\cdot 12,5\cdot 1\cdot 23 = 402,5$$

Calculul factorului de zgomot:

1. Alegem $\beta = 0,8$, pentru care factorul echivalent de zgomot al rezistenței de intrare a triodei este:

$$h_f = 5\cdot\beta = 5\cdot 0,8 = 4$$

2. Rezistența de intrare echivalentă a triodei amplificatoare de IF:

$$R_{ge} = \frac{R_f\cdot R_c}{R_f + R_c} = \frac{2,4\cdot 9}{2,4 + 9} = 1,9 \text{ k}\Omega.$$

3. Factorul echivalent de zgomot al acestei rezistențe este:

$$h_{ge} = h_c\frac{R_f}{R_c + R_f} + h_f\frac{R_c}{R_c + R_f} = 1\frac{2,4}{9 + 2,4} + 4\frac{9}{9 + 2,4} = 3,4$$

4. Pentru a obține un factor de zgomot minim, trebuie să alegem cuplajul cu antena astfel încît rezistența antenei, raportată la circuitul de intrare, să fie:

$$R_{A\,ech} = \frac{R_{ge}}{\sqrt{1 + h_{ge}\frac{R_{ge}}{R_f}}} = \frac{1,9}{\sqrt{1 + 3,4\frac{1,9}{0,6}}} = 550\ \Omega.$$

5. Pentru adaptarea de putere este necesar un astfel de cuplaj cu antena încît să avem:

$$R_{A\,ech} = R_{ge} = 620\ \Omega.$$

6. Raportul pentru zgomote și adaptare de putere trebuie să fie:

$$n = \sqrt{\frac{R_{A\,ech}}{R_A}} = \sqrt{\frac{550}{75}} = 2,6 \qquad n = \sqrt{\frac{R_{ge}}{R_A}} = \sqrt{\frac{620}{75}} = 2,9$$

7. Din relația:

$$n = \frac{\sqrt{2}}{k} \cdot \sqrt{\frac{L_c}{L_A}} - \sqrt{\frac{R_{ge}}{R_A}}$$

se vede că raportul de transformare dorit se poate obține prin modificarea coeficientului de cuplaj k și prin mărirea sau micșorarea valorii inductanțelor $L_A L_C$ (în practică se modifică inductanța bobinei L_A prin modificarea numărului de spire).

8. Alegînd $h_A = 1$, determinăm factorul de zgomot al blocului de UUS:

$$N_{min} = h_A + 2\frac{R_2}{R_{ge}} + 2\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_{ge}}\right)^2 + h_{ge}\frac{R_2}{R_{ge}}} =$$

$$= 1 + 2\frac{0,6}{0,9} + 2\sqrt{\left(\frac{0,6}{1,9}\right)^2 + 3,4\frac{0,6}{1,9}} = 3,8$$

De aici se vede că pentru a avea zgomote mici trebuie să alegem rezistența la rezonanță R_0 a circuitului de intrare cît mai mare (folosind bobină cu factor de calitate cît mai mare).

Calculul sensibilității:

1. Determinăm puterea de zgomot specifică a antenei:

$$P'_{zA\ ech} = N \cdot K \cdot T_0 = 3,8 \cdot 0,4 \cdot 10^{-20} = 1,5 \cdot 10^{-20}\ W$$

2. Alegînd $\Delta f_1 = 150$ kHz calculăm puterea de zgomot echivalentă a antenei:

$$P_{zA\ ech} = P'_{zA\ ech} \cdot \Delta f_1 = 1,5 \cdot 10^{-20} \cdot 150 \cdot 10^3 = 0,22 \cdot 10^{-14} W$$

3. Sensibilitatea limită este:

$$P_{sAl} = P_{zA\ ech} = 0,22 \cdot 10^{-14} W.$$

4. Pentru sensibilitatea limită P_{sAl} calculăm t.e.m. limită în antenă:

$$E_{sAl} = \sqrt{4 \cdot R_A \cdot P_{sAl}} = \sqrt{4 \cdot 75 \cdot 0,22 \cdot 10^{-14}} = 0,81\ \mu V.$$

5. Pentru a asigura un semnal suficient de mare față de zgomote la bornele difuzorului este necesar ca raportul semnal/zgomot la intrarea demodulatorului să fie $\alpha_\rho = 4$, pentru care sensibilitatea reală a receptorului este:

$$P_{sAr} = \alpha_\rho \cdot P_{zA\ ech} = 4 \cdot 0,22 \cdot 10^{-14} = 0,88 \cdot 10^{-14}\ W.$$

6. Pentru o antenă cu $R_A = 75\ \Omega$, sensibilității P_{SAr} îi corespunde o t.e.m. a semnalului în antenă:

$$E_{SAr} = \sqrt{4 \cdot R_A \cdot P_{SAr}} = \sqrt{4 \cdot 75 \cdot 0{,}88 \cdot 10^{-14}} = 1{,}6\ \mu V.$$

Această sensibilitate de 1,6 μV este asigurată dacă la intrarea AFI avem $U = 0{,}1$ V, amplificarea acestuia trebuind să fie:

$$K_{FI} = \frac{U}{K_{UUS} \cdot E_{SAr}} = \frac{0{,}1}{386 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-6}} = 150.$$

Capitolul 2

ACORDAREA ȘI ALINIEREA RADIORECEPTOARELOR – MĂSURI ÎN RADIOTEHNICĂ

2.1. **Acordarea și alinierea radioreceptoarelor.** Prin alinierea și acordarea circuitelor se pun în evidență performanțele radioreceptoarelor.

Acordarea circuitelor constă în reglarea elementelor variabile condensatoare ajustabile sau miezurilor bobinelor.

În capitolul de față ne vom ocupa de acordarea și alinierea radioreceptoarelor modulate în amplitudine. Acordarea se începe cu acordarea circuitelor de FI.

Tehnica efectuării acordului presupune un complex de operații preliminare:

— în primul rînd se va suprima acțiunea tensiunii RAA
— se va lucra cu antena deconectată
— reglajul de volum se fixează la poziția maximă
— oscilatorul local se va bloca prin punerea la masă a grilei de comandă
— este bine a dezacorda unul din circuitele transformatorului de FI supus acordului, cu o rezistență de 30—50 kΩ conectată în derivație, ușurînd astfel acordul, deoarece circuitul va prezenta un singur maxim ușor de verificat.

Pentru acord vom folosi un generator standard de semnale, iar controlul acordului se face la Wattmetru de ieșire sau voltmetru electronic conectat la ieșire după indicația de maxim.

La început se scot afară toate miezurile bobinelor, folosind în acest scop şurubelniţă din material izolant.

Acordarea circuitelor se începe cu circuitul secundar din transformatorul 2 de FI, apoi se continuă cu circuitul primar, circuitul secundar 1, apoi circuitul primar; elementele conectate în derivaţie ale FI; circuitele OL; circuitele de la intrarea etajului schimbător de frecvenţă; circuitul de intrare.

În procesul acordării circuitului de FI putem da peste acordul fals. În acest caz este necesar a ne verifica. Verificarea se face cu o sondă formată dintr-un suport izolat care are la un capăt un miez magnetic, iar la celălalt capăt, un miez de alamă sau cupru. La acord corect, indiferent care capăt apropiem de bobină, indicaţia aparatului va scădea. Dacă acordul este fals, la introducerea miezului magnetic aparatul de măsură va indica o creştere. Ca remediu se schimbă miezul bobinei sau se modifică capacitatea de acord.

Pentru acordarea circuitelor de rejecţie a FI comutatorul de game se pune în poziţia de UM; la borna de antenă aplicăm semnalul de FI cu care a fost acordat amplificatorul de FI, iar condensatorul variabil se lasă închis. Apoi reglăm elementul variabil pînă indicaţia aparatului va deveni minimă. Verificarea se face cu sonda de acord: la apropierea capetelor sondei de circuitul filtrului indicaţiile aparatului cresc.

Pentru acordarea gamelor deosebim trei cazuri:

— alinierea într-un singur punct
— alinierea în două puncte
— alinierea în trei puncte

Alinierea într-un singur punct se practică numai în subbenzile de unde scurte unde frecvenţa este relativ mică; punctul de aliniere va corespunde cu frecvenţa centrală a benzii.

Alinierea în două puncte se face în gama de unde scurte.

Pentru gamele UL şi UM se aplică alinierea în trei puncte.

Pentru circuitul oscilatorului local, elementele variabile sînt: condensatorul pading, condensatorul trimer şi bobina „La".

În cazul cînd condensatorul pading lipseşte, ne folosim de celelalte două elemente variabile.

Cu ajutorul condensatorului pading facem alinierea în punctul inferior al gamei (lungimea de undă mare). Cu con-

densatorul trimer aliniem în capătul superior al gamei (lungimea de undă mică), iar cu bobina „L_a" alinierea o facem la mijlocul benzii.

Pentru bobina „L_a" avem două posibilități de reglaj: în cazul cînd conține miez, alinierea se face rotind miezul de fier, iar cînd nu conține miez, alinierea se face prin deplasarea poziției spirelor de la capetele ei. Cînd condensatorul pading este fix sau lipsește, alinierea se face la capătul inferior al gamei cu ajutorul bobinei, iar în partea superioară, cu ajutorul condensatorului trimer.

În cazul alinierii gamelor, generatorul standard de semnale se conectează între borna de antenă și pămînt printr-o antenă artificială standard, reglînd apoi frecvența sa succesiv pe frecvențele extreme ale subgamei, după care se caută a se aduce în gamă posturile recepționate.

Acordul este controlat prin devierea maximă a acului la aparatul de măsură. Tot ca verificare fixăm frecvența generatorului de semnal la o valoare corespunzătoare cu semisuma frecvențelor extreme și rotim butonul de acord pînă obținem indicația maximă la ieșire. Dacă frecvența indicată pe scară nu se abate prea mult de la valoarea frecvenței aplicate, avem o aliniere satisfăcătoare; în caz contrar, condensatorul pading nu este bun și se înlocuiește.

În general, ordinea de aliniere este: UM, UL și US, iar la receptoare cu bobinele în serie, ordinea va fi: US, UM și UL.

În gama de US facem verificarea dacă nu am făcut acordul pe frecvența imagine. Verificarea se face astfel: acordăm radioreceptorul pe o frecvență oarecare F, apoi ajustăm frecvența generatorului la valoarea $F+2F_i$, după care trebuie să auzim în difuzor tonul mult mai puternic. Alinierea este greșită dacă reglînd frecvența generatorului la valoarea $F-2F_i$ se va auzi la ieșire tonul.

Se trece apoi la acordarea circuitelor de intrare: operația de acordare se face după aceleași principii ca la alinierea circuitelor de FI. Pentru acest lucru, generatorul de semnal standard se lasă conectat la antenă, așa cum s-a descris mai sus, acordul făcîndu-se în două puncte extreme ale fiecărei game. Acordarea constă în aducerea la rezonanță a circuitului de intrare pe frecvența semnalului de RF.

Dacă avem radioreceptor cu amplificator de RF, acordarea circuitelor oscilante conectate la anodul tubului amplificator

de RF se va face astfel: generatorul de semnal standard se conectează aperiodic la grila de comandă a tubului amplificator de RF; condensatorul de acord și indicatorul de scală se așază în dreptul reperelor de etalonare, alinierea executînd-o din miezul bobinei la capătul inferior al gamei și din trimer la capătul superior al gamei. Verificarea o facem cu sonda de control: la apropierea miezului magnetic, dacă indicația aparatului de măsură crește, se va mări inductanța bobinei și invers.

În toate cazurile, după alinierea și acordarea circuitelor, se verifică sensibilitatea pe întreaga gamă de UL, UM și US.

Deoarece cei mai mulți radioconstructori amatori nu posedă aceste aparate, cu pretenții mai modeste putem executa acordarea și alinierea radioreceptoarelor și fără ele.

Pentru început, așa cum s-a arătat și mai sus, se acordează transformatoarele de FI, în ordinea TR3, TR2, TR1, după care se trece la acordarea circuitului oscilatorului local, pentru a se aduce gama recepționată în limitele scalei receptorului. Ultimul reglaj se execută la acordarea circuitelor de intrare.

Acordarea se poate începe cu așezarea miezurilor magnetice ale transformatoarelor în poziție mijlocie și recepționarea unuia din posturile locale, acționînd asupra condensatorului variabil. După ce s-a asigurat recepția unei stații, se trece la acordarea circuitelor, rotind miezul transformatoarelor pe rînd, pînă obținem audiția maximă în difuzor.

Este bine ca de fiecare dată să se treacă la finisarea acordului transformatoarelor precedente astfel: după acordarea transformatorului TR2 se ajustează acordul transformatorului TR3 etc.

După acordarea transformatoarelor se trece la verificarea oscilatorului local, în care scop este necesar a se acorda circuitul oscilatorului respectiv al transformatorului acestuia. Pentru aceasta, căutăm a recepționa stații locale care funcționează la sfîrșitul gamei de unde medii, după care rotim miezul transformatorului pînă se aduce stația pe locul său de pe scala aparatului. Trecem apoi în extremitatea opusă a scalei, căutînd a recepționa și aici o stație. Se rotește condensatorul trimer pînă cînd stația va fi recepționată pe locul său de pe scală.

Acordul oscilatorului se repetă astfel de cîteva ori.

Se trece apoi la acordul circuitului de intrare tot în punctele pentru care s-a făcut acordul oscilatorului. La frecvenţa mică se vor deplasa cîteva spire ale bobinei „La" pînă obţinem audiţia maximă. La frecvenţe mari se acţionează asupra trimerului pînă ce audiţia este maximă.

Şi acest acord se repetă de cîteva ori, după care se fixează părţile mobile ale transformatoarelor şi condensatoarelor cu puţină ceară, pentru a nu se mişca şi a se strica acordul aparatului.

2.2. **Stabilizatoare de tensiune.** Uneori este necesar a se menţine constantă tensiunea de alimentare sau cea redresată a radioreceptorului. În acest caz putem utiliza stabilizatoare de tensiune care pot fi: cu ferorezonanţă sau electronice.

Cele cu ferorezonanţă se utilizează pentru stabilizarea tensiunii de alimentare.

Pentru puteri de pînă la 60 W putem utiliza stabilizatorul de tensiune din figura 109.

Funcţie de puterea „P" necesară, alegem din diagrama nr. 44 secţiunea miezului transformatorului şi capacitatea condensatorului „C"; valoarea rezistenţei „R" o alegem între 30 şi 500 kΩ.

Numărul de spire al bobinei primare se calculează cu relaţia:

$$W_p = \frac{40\,U_1}{Q_s}$$

iar diametrul sîrmei de bobinaj cu relaţia:

$$d_p = 0{,}9\sqrt{\frac{P}{U_1}}$$

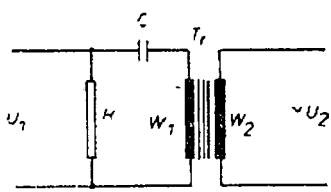


Fig. 109

Numărul de spire al înfăşurării secundare se calculează cu relaţia:

$$W_s = \frac{30\,U_2}{Q_s}$$

iar diametrul sîrmei de bobinaj cu relaţia:

$$d_s = 0{,}8\sqrt{I_2}$$

Exemplu: Să se calculeze un stabilizator de tensiune cu ferorezonanţă, unde se cunosc: $U_1 = 220$ V; $P = 40$ W; $U_2 = 250$ V; $I_2 = 0{,}4$ A.

Din diagramă găsim: $Q_s = 7$ cm² și $C = 8$ μF.

Determinăm apoi numărul de spire și diametrul sîrmei de bobinaj pentru cele două înfășurări:

$$W_p = \frac{40 \cdot U_1}{Q_s} = \frac{40 \cdot 220}{7} = 1257 \text{ spire}$$

$$d_p = 0{,}9 \sqrt{\frac{P}{U_1}} = 0{,}9 \sqrt{\frac{40}{220}} = 0{,}27 \text{ mm}$$

$$W_s = \frac{30 \cdot U_2}{Q_s} = \frac{30 \cdot 250}{7} = 1\,071 \text{ spire}$$

$$d_s = 0{,}8 \sqrt{I_2} = 0{,}8 \sqrt{0{,}4} = 0{,}48 \text{ mm}.$$

Stabilizatoarele de tensiune cu gaz se utilizează pentru stabilizarea tensiunii redresate.

Pentru tensiuni redresate de 110—150 V putem utiliza tub stabilizator de tip CГ—2C sau unul similar (fig. 110), unde:

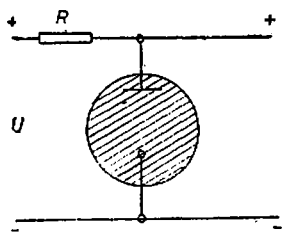


Fig. 110

$$R = \frac{1\,000(U - 75)}{I_s + (10 \ldots 20)} \text{ și } P_R = \frac{(U-75)^2}{R}$$

Pentru tensiuni redresate de 135—210 V putem folosi tub stabilizator de tensiune de tip CГ—3C sau unul similar, unde:

$$R = \frac{1\,000(U - 105)}{I_s + (10 \ldots 20)} \text{ și } P_R = \frac{(U-105)^2}{R}$$

Dacă avem tensiuni redresate de 190—300 V, putem utiliza tub stabilizator de tip CГ—1П sau unul similar, unde:

$$R = \frac{1\,000(U - 150)}{I_s + (10 \ldots 20)} \quad P_R = \frac{(U-150)^2}{R}$$

Exemplu: Să se stabilizeze o tensiune redresată de 250 V, cu un curent de sarcină de 5 mA.

Pentru rezolvarea problemei alegem tubul stabilizator de tip CГ—1П. Din caracteristicile tubului scoatem valoarea $I = 15$ mA și atunci avem:

$$R = \frac{1\,000(250 - 150)}{5 + 15} = 5\,000 \ \Omega \text{ și } P_R = \frac{(U - 150)^2}{R} =$$

$$= \frac{(250 - 150)^2}{5\,000} = 2 \text{ W}.$$

2.3. **Măsurări în radiotehnică.** În radiotehnică se folosesc diverse aparate electrice de măsură. Notațiile convenționale ale diferitelor caracteristici tehnice ale aparatelor de măsură sînt de regulă imprimate pe scările acestora.

Dintre cele mai importante semne convenționale avem:

V — Voltmetru

A — Ampermetru

— Aparat care poate fi folosit numai pentru curent continuu

~ Aparat care poate fi folosit numai pentru curent alternativ

≃ Aparat care poate fi utilizat mixt curent alternativ și continuu

(1,5) Clasa de precizie a aparatului este 1,5

↑ Aparatul funcționează în poziție verticală

→ Aparatul funcționează în poziție orizontală

<30° Aparatul funcționează în poziție înclinată sub un unghi de 30°.

Deosebim: aparate de înaltă precizie și aparate tehnice. Cele de înaltă precizie au clasa de precizie: 0,1; 0,2; 0,5, iar cele tehnice au clasa de precizie: 1; 1,5; 2,5; 4; eroarea admisibilă pentru aparatele de înaltă precizie este: ± 0,1%; ± 0,2%; ± 0,5%, iar pentru aparatele tehnice: ±1%; ±1,5%; ±2,5%; ±4%.

Pentru curentul electric continuu și alternativ, tensiunea electrică continuă și alternativă, folosim aceleași principii de măsură, indiferent de frecvența curentului de măsurat. Pentru măsurarea de curenți vom folosi aparate de măsură (ampermetre sau miliampermetre) cu rezistență internă mică în comparație cu rezistența circuitului de măsurat. În acest caz aparatul de măsură se conectează în serie cu sarcina în orice loc al circuitului (fig. 111).

Pentru ramuri derivații ale circuitului, aparatul se conectează în ramura respectivă, respectînd același principiu (în serie cu sarcina).

În caz că dispunem numai de voltmetru, valoarea curentului o putem determina indirect, prin măsurarea căderii de

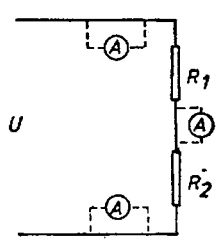


Fig. 111

tensiune pe o rezistență de valoare cunoscută ; în acest caz, valoarea curentului rezultă din legea lui Ohm :

$$I = \frac{U}{R}$$

Pentru măsurarea tensiunilor vom folosi aparate electrice (voltmetre) de curent continuu și voltmetre de curent alternativ, care se vor conecta în derivație pe porțiunea respectivă de circuit (fig. 112).

În acest caz folosim aparate cu rezistență internă mai mare ca rezistența porțiunii de circuit, aceasta cu scopul de a evita erori provocate de micșorarea acestei rezistențe la conectarea aparatului.

Pentru cazul cînd dorim a măsura tensiuni alternative în porțiuni de circuit în care există și o componentă continuă a tensiunii, voltmetrul de curent alternativ se conectează între punctele respective prin intermediul unui condensator „C" (fig. 113) a cărui reactanță este :

$$X_c = \frac{10^6}{2\pi \cdot f(Hz) C \cdot (\mu F)} \quad (\Omega)$$

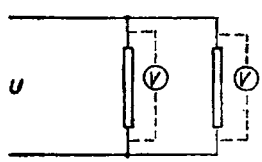


Fig. 112

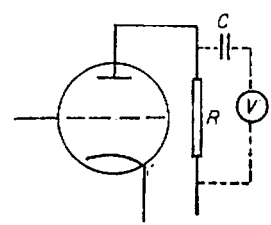


Fig. 113

În toate cazurile această reactanță trebuie să fie mai mică decît rezistența aparatului.

Pentru măsurarea puterii folosim aparate speciale de măsură denumite Wattmetre. În cazul cînd nu avem asemenea aparate, dar cunoaștem tensiunea curentului sau valoarea curentului, atunci este suficient să măsurăm numai valoarea necunoscută, valoarea puterii rezultînd din relația :

$$P = I(A) \cdot U(V) \quad (W)$$

În figura 114 se dau cîteva exemple practice de măsurare a regimului de funcționare a tuburilor electronice.

Pentru a lărgi limita de măsură a ampermetrului sau miliampermetrului, în paralel cu aparatul folosim o rezistență șunt (fig. 115) a cărei valoare este:

$$R_ș = R_{ap}\frac{I_{ap}}{I_{max} - I_{ap}}$$

unde: I_{ap} = deviația maximă a acului aparatului fără șunt (A).
I_{max} = valoarea maximă a devierii acului aparatului în cazul folosirii șuntului (A).

Exemplu. Dorim să mărim limita de măsurare a unui ampermetru pînă la 20 mA, la care se cunoaște: $R_{ap} = 10\ \Omega$; $I_{ap} = 10$ mA.

$$R_ș = 10\frac{5}{20 - 10} = 10\ \Omega$$

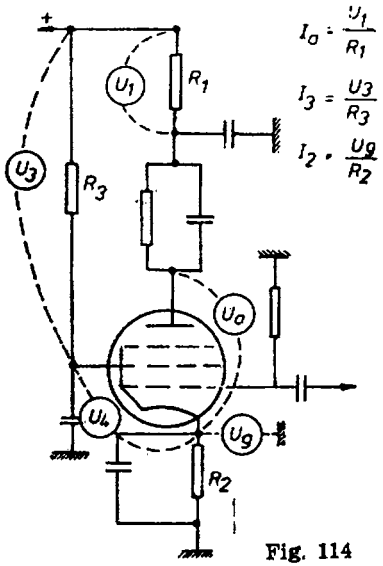


Fig. 114

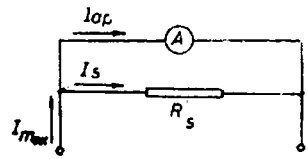


Fig. 115

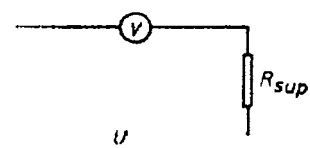


Fig. 116

În cazul măririi limitei de măsurare a voltmetrului, în serie cu aparatul se conectează o rezistență suplimentară (fig. 116) a cărei valoare este

$$R_{sup} = R_{ap}\left(\frac{U_{max}}{U_v} - 1\right)$$

unde: U_{max} = valoarea maximă a tensiunii prevăzută cu rezistență suplimentară (V)

U_0 = valoarea maximă a tensiunii prevăzută fără rezistență suplimentară (V)

Rezistența internă a voltmetrului pe 1 V rămîne neschimbată pentru toate scările aparatului de măsură și se poate calcula cu ajutorul relației:

$$R_{int} = \frac{1\,000}{I_{ap}}$$

unde: I_{ap} = curentul la care acul aparatului deviază pe toată scara în mA.

Pentru a afla valoarea rezistenței interne a unui voltmetru electronic procedăm astfel aplicăm o tensiune alternativă „U_1" voltmetrului de frecvență cunoscută și notăm această tensiune după indicația dată de aparat, aplicăm apoi aceeași tensiune prin o rezistență „R" conectată în serie cu aparatul și citim indicația „U_2" dată de aparat; rezistența internă a aparatului va fi:

$$R_{int} = \frac{U_2 \cdot R}{U_1 - U_2}$$

Valorile rezistențelor le putem afla cu ajutorul ohmmetrului, iar în lipsa acestuia folosim un voltmetru și un ampermetru unde valoarea rezistenței necunoscute este:

$$R_x = \frac{U(V)}{I(A)} \quad (\Omega)$$

Pentru rezistențe a căror valoare este mai mică de (10...15) R_{int}, valoarea rezistenței necunoscute „R_x" o putem afla folosind un voltmetru și măsurînd tensiunile „U_0" și „U_x"

$$R_x = R_{int} \frac{U_0 - U_x}{U_x}$$

unde: U_0 = tensiunea curentului fără rezistență (V)

U_x = tensiunea curentului cu rezistență (V)

Pentru a măsura capacități, folosim aparate speciale de măsură, care ne dau direct valoarea căutată, denumite capacimetre. În lipsa acestora putem folosi tot un voltmetru și un ampermetru, dar cu condițiile: frecvența curentului să

fie de 50 Hz, iar valoarea condensatorului să fie mai mare de 1 μF; în acest caz valoarea capacității necunoscute este:

$$C_x = \frac{160 \cdot I(mA)}{f(Hz) \cdot U(V)} \quad (\mu F)$$

În radiotehnică se mai folosesc o serie de aparate speciale, cum sînt: Q-metre, oscilografe, generatoare de ton, generator de semnal, undametru, frecvențmetru, distorsionometru, catometru, avometru, aparate care ne dau direct sau indirect (prin calcul) anumite valori căutate de noi, astfel

Q-metrul se folosește pentru a determina factorul de calitate „Q" al elementelor circuitului oscilant, în curenții de înaltă frecvență.

Metoda de lucru cu aceste aparate este foarte simplă: pentru a măsura factorul de calitate „Q" al bobinei necunoscute „L_x" (fig. 116 a) aplicăm tensiunea de înaltă frecvență direct pe rezistența etalon a aparatului „R_e". Menținînd constant curentul „I_0" care trece prin „R_e", tensiunea măsurată de voltmetrul electronic va fi direct proporțională cu valoarea factorului de calitate „Q", pentru care voltmetrul se și poate etalona în valori Q.

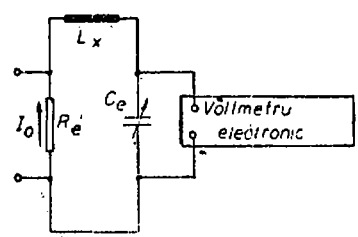


Fig. 116 a

Pentru a măsura valoarea factorului de calitate al condensatorului necunoscut „C_x", în locul bobinei „L_x" montăm o bobină etalon „L_e" și cu ajutorul condensatorului „C_e" acordăm circuitul pe frecvența cea mai joasă, unde notăm valorile „C_{e1}" și „Q_1". Apoi, în paralel cu „C_e" punem „C_x", micșorînd valoarea „C_{e1}" pînă la rezonanță, unde notăm valorile „C_{e2}" și „Q_2"; valoarea „Q_{cx}" este:

$$Q_{cx} = \frac{Q_1 \cdot Q_2(C_{e1} - C_{e2})}{(Q_1 - Q_2)C_{e1}}$$

Dacă aparatul nu este gradat pentru a obține valori ale lui „L_x" direct, atunci putem determina valoarea inductanței acordînd circuitul L_xC_e pe o frecvență oarecare și valoarea „L_x" o obținem din relația:

$$L_x = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2(kHz) \cdot C(pF)}$$

Pentru a afla valoarea capacității „C_x" procedăm ca mai sus, unde ne-am propus a afla valoarea factorului de calitate Q_{cx}, cu deosebirea că nu mai notăm valoarea „Q"; în acest caz:

$$C_x = C_{e1} - C_{e2}$$

Cu ajutorul osciloscopului putem determina valoarea tensiunii alternative, valoarea curentului alternativ, putem compara două frecvențe și putem observa caracteristica de rezonanță a AFI.

Pentru a afla valoarea tensiunii și curentului alternativ, mai întîi este necesar a determina sensibilitatea osciloscopului astfel: aplicăm o tensiune sinusoidală „U" la bornele de deflecție verticală „Y" (scoțînd mai întîi tensiunea de baleiaj). Apoi măsurăm lungimea „l" a liniei verticale, proporțională cu dublul amplitudinii tensiunii de măsurat (fig. 117):

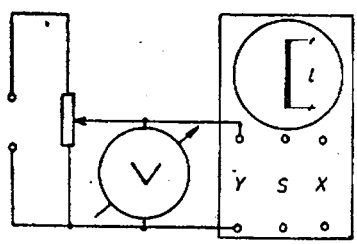


Fig. 117

$$a = \frac{1}{2{,}82 \cdot U} \quad (mm/V)$$

unde: a = sensibilitatea aparatului
U = tensiunea de măsurat în volți
l = lungimea liniei verticale în mm.

Aplicînd tensiunea sinusoidală la bornele de deflecție orizontală „X", putem obține analog sensibilitatea pe orizontală.

Cunoscînd astfel sensibilitatea pe verticală a aparatului, putem determina valoarea tensiunii aplicate la bornele „Y" cu relația:

$$U = a \cdot l \quad (V)$$

Pentru a afla valoarea curentului alternativ, tensiunea „U" o aplicăm osciloscopului prin o rezistență „R" cunoscută, legată în serie cu aparatul, iar valoarea curentului va fi:

$$I = \frac{U \ (V)}{R \ (\Omega)} \quad (A)$$

Pentru a determina frecvența curentului, aplicăm tensiunea de frecvență necunoscută la bornele „X", iar la bornele „Y" aplicăm un curent de frecvență cunoscută, apoi variem frec-

venţa generatorului (care ne furnizează frecvenţa cunoscută) pînă ce pe ecranul oscilografului obţinem o figură Lissajous. Comparăm apoi punctele de tangenţă ale figurii cu linia verticală, obţinînd valoarea frecvenţei necunoscute cu ajutorul formulei:

$$f_x = \frac{n}{m} \cdot f_g$$

unde: U = nr. punctelor de tangenţă a figurii cu linia verticală

m = numărul punctelor de tangenţă a figurii cu linia orizontală.

Generatorul de ton serveşte ca sursă de semnale de audiofrecvenţă.

Generatorul de semnale standard ne permite să obţinem la ieşire tensiuni de radiofrecvenţă modulate sau nemodulate.

Catometrul serveşte la verificarea parametrilor tehnici ai tuburilor electronice. Încercarea constă în verificarea curentului de emisie a tubului.

Redăm mai jos două cazuri particulare de calcul al unor divizoare de tensiune:

Calculul rezistenţei catodice (fig. 117 a): Tensiunea de negativare U_g pentru grila de comandă, într-un punct de funcţionare dat, poate fi obţinută cu ajutorul căderii de tensiune pe rezistenţa catodică R_c a cărei valoare este:

$$R_c = \frac{1\,000\,U_g}{I_c} \quad (\Omega)$$

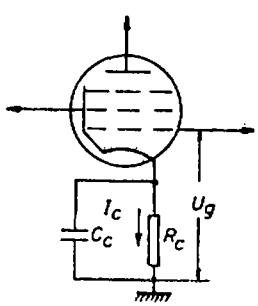


Fig. 117 a

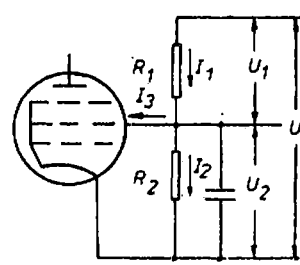


Fig. 118

unde : U_w = tensiunea de negativare a grilei în V.

I_c = curentul total al tubului electronic (curentul anodic + curentul grilă-ecran etc.) în mA.

Calculul divizorului de tensiune pentru alimentarea grilei-ecran a tuburilor electronice : pentru a asigura o tensiune constantă pe grila-ecran, independentă de variațiile de tensiune de pe grila de comandă, trebuie ca curentul I_3 să fie de cel puțin trei ori mai mare decît curentul I_2 al grilei-ecran și atunci valorile rezistențelor R_1 R_2 vor fi :

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_2}{3\,I_3} \qquad P_{R_2} = I_2^2 \cdot R_2 = 3\,I_3^2 \cdot R_2$$

$$R_1 = \frac{U - U_2}{I_2 + I_3} = \frac{U_1}{4\,I_3}$$

$$P_{R_1} = (I_2 + I_3)^2 \cdot R_1 = (4\,I_3)^2 \cdot R_1$$

Capitolul 3

MONTAJE PRACTICE

3. **Montaje practice.** Literatura de specialitate ne pune la dispoziție numeroase scheme pentru radioreceptoare echipate cu tuburi electronice. Alegerea schemei de principiu pentru radioconstructorul amator depinde de gradul de cunoștințe, de deprinderea sa și de scopul urmărit. Pentru început este bine a se încerca construirea unui receptor simplu, echipat cu un tub sau două.

Am selectat cîteva scheme de radioreceptoare, simple din punct de vedere tehnic, dar cu performanțe bune sau chiar foarte bune. Totodată, am redat schemele unor aparate vechi, ieșite din uzul curent, dar care pot fi adaptate sau chiar repuse în funcție după vechile performanțe de lucru avute, aceasta ducînd la economisirea de materiale, constituind în același timp și un bun exercițiu practic pentru oricare radioamator începător.

S-a trecut în materialul de față peste receptorul cu galenă despre care s-a scris foarte mult și care interesează din ce în

ce mai puțin. Totodată s-a urmărit ca în toate schemele redarea sunetelor să se facă în difuzor.

3.1. *Schema nr. 1* (pag. 343) poate fi folosită de cei care locuiesc în apropierea stațiilor de radiodifuziune. Se vor folosi diode cu germaniu de tipul OA150; bobina se va executa pe o carcasă de pertinax cu diametrul de 10 mm. Pentru bobinare se va folosi liță de înaltă frecvență de 0,3 mm diametru sau sîrmă de cupru izolată cu mătase, de același diametru. Bobina L1 va avea 90 spire, iar L2 și L3, cîte 100 spire fiecare. Compartimentarea se realizează cu discuri de carton. Se va folosi difuzor dinamic de tipul celui de radioficare sau unul cu paletă liberă.

Pentru acordarea receptorului procedăm astfel: cu ajutorul condensatorului dublu C2—C3 recepționăm un post, apoi rotim pe rînd trimerii C4—C5 pînă la obținerea audiției maxime. După aceasta se acordă cu C1 pînă la obținerea audiției maxime, după care se reface acordul cu C2—C3. După caz, se va folosi borna antenei A1 sau A2.

3.2. *Schema nr. 2* (pag. 344). Acest receptor cu un tub electronic poate lucra atît pe unde medii cît și pe benzile de radioamatori. Se folosesc bobine interschimbabile, iar tubul electronic este de tipul UCL82. Bobinarea se execută pe carcase de calit sau steatit de 30 mm diametru, care se introduc pe culoturi cu cinci picioruțe.

Pentru benzile de radioamatori, la bobinare folosim conductor de cupru emăilat cu diametrul de 0,8 mm. L1 are 13 spire alăturate cu priză la spira cinci, iar L2 are 7 spire. Distanța între L1 și L2 va fi de 4 mm. Cu ajutorul acestor bobine vom putea recepționa în banda de 40 m.

Pentru unde medii, bobinarea se va realiza pe un miez de ferocart, gros de 10 mm, din conductor de cupru emailat cu diametrul de 0,15 mm. L1 are 90 spire, cu priză la spira 30 de la masă, iar L2 are 28 spire.

Se folosesc două condensatoare variabile: pentru unde medii unul de 500 pF și altul de 150 pF pentru benzile de radioamatori. Cînd se lucrează cu un condensator, celălalt rămîne deschis.

Tubul redresor este de tipul UY85 sau UY1N.

3.3. *Schema nr. 3* (pag. 345) reprezintă un receptor cu două tuburi electronice, putînd recepționa emisiuni în gama undelor medii. Bobina L1 are 130 spire din liță de înaltă frec-

venţă, cu fire emailate, izolate cu un strat de mătase. Bobinarea se face pe o carcasă obişnuită de 8 mm diametru.

Bobina L2 are două secţiuni a cîte 140 spire fiecare, din conductor de cupru izolat cu un strat de mătase de 0,15 mm diametru, iar bobina L3 are 85 spire din sîrmă de cupru izolat cu un strat de mătase de 0,15 mm diametru.

3.4. *Schema nr. 4* (pag. 346) reprezintă o superheterodină cu trei tuburi electronice. Redresarea curentului se poate realiza folosind două diode cu germaniu de tip Д7Ж sau tub redresor AZ1. Pentru bobine folosim carcase obişnuite cu miez de ferocart sau fără miez. Cînd bobinăm pe carcase cu miez de ferocart vom aplica bobinajul universal. Pentru bobinele L1—L2—L7 diametrul carcasei va avea 15 mm, L1 va avea 18 spire cu sîrmă de cupru de 0,2 mm diametru, iar L2—10, spire cu sîrmă de cupru de 0,8 mm diametru şi L7 va avea 9 spire din sîrmă de cupru de 0,8 mm diametru cu priză la spira 2,5.

Bobina L3 va avea 300 spire cu sîrmă de cupru izolată în mătase, de 0,15 mm diametru, bobinată pe acelaşi tip de carcasă ca mai sus.

Bobina L4 se va bobina cu liţă de înaltă frecvenţă sau sîrmă de cupru de 0,25 mm diametru, în două secţiuni a cîte 65 spire fiecare.

Bobina L8 are 80 spire, cu priză la spira 11, din sîrmă de cupru de 0,15 mm diametru izolată cu mătase.

Bobina L5 are 700 spire din sîrmă de cupru de 0,1 mm diametru, izolată cu bumbac, iar bobina L6 are 460 spire din sîrmă de cupru izolată cu bumbac, de 0,15 mm diametru, în două secţiuni: prima de 240 spire, a doua de 220 spire.

Bobina L9 va avea 130 spire, în două secţiuni: prima va avea 70 spire, iar cealaltă 60 spire cu sîrmă de cupru izolată cu bumbac, cu diametrul de 0,15 mm, cu priză la spira 20.

Bobina de antenă L1 are 10 spire cu sîrmă de cupru izolată cu email, de 0,15 mm diametru.

L2 are 7 spire cu sîrmă de cupru izolată cu email, de 1 mm diametru, cu un mic interval între spire. L7 are 6,5 spire cu sîrmă de cupru de 0,8 mm diametru, cu priză la spira 2. L3 are 240 spire cu sîrmă de cupru de 0,15 mm diametru, iar L4 are 80 spire în două secţiuni: 60 spire prima secţiune şi 20 spire a doua secţiune, bobinată pe o bandă de hîrtie care permite deplasarea lor pe o carcasă. La bobinare folosim liţa de înaltă frecvenţă.

Oscilatorul L8 are 65 spire bobinate cu sîrmă de 0,2 mm diametru, astfel: 50 spire între două cartoane, iar restul de 15 spire pe o bandă de hîrtie cu priză la spira 15.

Bobina L5 de antenă are 900 spire cu sîrmă de 0,1 mm diametru, iar L6 are 310 spire cu sîrmă de 0,15 mm diametru, în două secțiuni, una de 270 spire și una de 40 spire, bobinată pe o bandă de hîrtie cu sîrmă de cupru izolată cu email.

Oscilatorul L9 are 130 spire cu sîrmă de 0,15 mm diametru, din sîrmă de cupru izolată cu email, în două secțiuni: una de 118 spire și una pe bandă de hîrtie de 18 spire cu priză la spira 18.

Dacă folosim bobine cu miez de ferocart, acestea se fixează sub șasiu.

Transformatorul de medie frecvență se procură din comerț

În cazul folosirii bobinelor cu miez de ferocart, acordul lor se va realiza modificînd inductanța prin deplasarea miezurilor, iar la cele fără miez, ajustarea inductanței o vom realiza deplasînd înfășurarea bobinată pe banda de hîrtie. Condensatorul C2 va avea valoarea de 400 pF în cazul folosirii bobinelor de ferocart și 500 pF în celălalt caz.

Acordarea și alinierea circuitelor se începe acționînd asupra mediei frecvențe. În cazul cînd avem bobine cu miez de ferocart, rotim miezul bobinei L4 pînă cînd obținem valoarea maximă la postul recepționat, apoi acționăm la bobina L5 în același scop, după care se reface acordul cu bobina L4. Pentru verificare rotim condensatorul Cv spre a vedea dacă nu prindem același post, cu aceeași tărie, în apropiere. Dacă acordul este bine făcut, acest post nu trebuie să se mai audă, în caz contrar operația de acordare se reia de la început. Dacă avem bobine fără miez de ferocart, acordul îl realizăm prin capacitățile C9 și C10, pe rînd. În acest scop, valoarea condensatorului C10 se ia de 150 pF, iar în derivație cu el se pune un trimer de 30 pF.

După media frecvență acordul îl realizăm la oscilatorul local, urmărind ca aparatul să funcționeze în limitele gamei de unde medii și ca condițiile să fie uniforme pe toată scala. În acest scop căutăm să prindem un post în banda de 600 kHz, după care acordăm bobina L3 pînă la obținerea de maxim. În cazul cînd nu avem bobine cu miez de ferocart, acordul îl realizăm cu ajutorul condensatorului pading, modificînd numărul de spire al bobinei de acord sau reglînd o bobină față de

alta. Trecem apoi cu condensatorul variabil în poziția extremă, adică în banda de 200 m, căutînd a prinde un post cunoscut. Aici vom acționa trimerul Tr2 pînă la audiția maximă. După aceste două operații se trece la mijlocul scalei, acționînd asupra trimerului Tr1.

3.5. *Schema nr. 5* (pag. 347): aici avem schema de principiu a receptorului Victoria S-571A, produs de uzinele Electronica. Receptorul are 3 + 1 tuburi electronice, patru etaje și montaj superheterodină. Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ prin intermediul transformatorului de rețea x și al redresorului. Reglajul automat al amplificării este de tipul simplu, fără întîrziere.

Receptorul lucrează în benzile: UL-2000-1000 m (150—300 kHz); UM-580-187,5 m (517—1 600 kHz) și US-50-16,5 m (6—18,2 MHz).

Sensibilitatea pe unde lungi este de 250 μV; pe unde medii de 250 μV și pe unde scurte de 350 μV; frecvența intermediară este de 473,6 kHz. La un procent de 8% distorsiuni de neliniaritate puterea electrică în difuzor este de 2 W; consumul de curent electric este de 50 W; atenuarea — 20 dB. Se folosesc următoarele tuburi electronice: ECH81 — tub convertor și preamplificator de audiofrecvență; EBF80 — amplificator de frecvență intermediară și detector; EL84 — amplificator final; EZ80 — tub redresor. Difuzorul este permanent dinamic, cu diametrul de 18 cm.

3.6. *Schema nr. 6* (pag. 348) redă schema de montaj a receptorului *București 500S-593A*. Aici putem utiliza și un picup, montîndu-se pe suporți elastici deasupra casetei un agregat semiautomat de redat discuri.

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ. Receptorul are trei game de unde: UL-1030-2000 m (290—150 kHz); UM-187,5-572 m (1 600—525 kHz) și US-16,7-50 m (18—6 MHz).

Sensibilitatea pe unde lungi și medii este de 250 μV, iar pe unde scurte este de 350 μV; atenuarea este de 24 dB; puterea electrică în difuzor este de 1,5 W, cu maxim 10% distorsiuni de neliniaritate; frecvența intermediară este de 473 kHz; difuzor permanent dinamic de 2,5 W, cu diametrul de 184 mm; consumul de energie electrică 60 W; sistem RAA simplu, fără întîrziere.

Se folosesc următoarele tuburi electronice: ECH81 — oscilator și schimbător de frecvență; EBF80 — amplificator frec-

venţă intermediară şi detector; ECL82 — amplificator tensiune de audiofrecvenţă şi amplificator final; EZ80 — redresor; EM80 — indicator optic de acord.

3.7. *Schema nr. 7* (pag. 349): aici avem schema de principiu a receptorului superheterodină *Opereta* S-572 A2. Alimentarea se face de la reţeaua de curent alternativ. Receptorul lucrează în gamele de unde: UL-2 000-1 000 m (150—300 kHz); UM-572-187,5 m (525—1 600 kHz) şi US-50-16,7 m (16—18 MHz); sensibilitatea pe unde lungi este de 100 μV, pe unde medii 150 μV şi pe unde scurte de 250 μV; atenuarea este de 20 dB; puterea electrică în difuzor este de 2 W; difuzor permanent dinamic cu diametrul de 14,6 cm; consumul de la reţea este de 50 W.

Se folosesc următoarele tuburi electronice: ECH81 — convertor; EBF80 — amplificator frecvenţă intermediară a detector; EBF80 — preamplificator de tensiune de audiofrecvenţă; EL80 — amplificator final şi EZ80 — redresor.

3.8. *Schema nr. 8* (pag. 350): redă schema de principiu a receptorului *Romanţa S-581A*, produs de Uzinele Electronica. Alimentarea receptorului se face prin autotransformator şi lucrează în benzile: UL — 770—2 000 m (390—150 kHz); UM — 187—583 m (1 605—516 kHz) şi US — 16,7—50 m (18—6 MHz).

Sensibilitatea pe unde lungi este de 250 μV, pe unde medii de 250 μV şi pe unde scurte de 400 μV; atenuarea este de 22 dB; frecvenţa intermediară este de 468 kHz; difuzor permanent dinamic de 2,5 W cu diametrul de 14,6 cm; consumul de la reţea 50 W.

Se folosesc următoarele tuburi electronice: 6H31; 6F31; 6BC32; 6L31; 6Z31.

3.9. *Schema nr. 9* (pag. 351) ne redă un receptor superheterodină de clasa 1 fabricat în RPU, care funcţionează cu simplă schimbare de frecvenţă în gamele de unde lungi şi medii, şi cu dublă schimbare de frecvenţă în gama de unde scurte. Ca primă frecvenţă intermediară este folosită gama undelor medii, cu filtrul de bandă constituit din L16-Cv1, cuplat cu circuitul L18-Cv2 prin condensatorul şunt de 4 000 pF, care după o nouă schimbare de frecvenţă în cel de al doilea tub ECH3 se transformă în frecvenţă constantă de 127 kHz (cea de a doua frecvenţă intermediară).

Oscilatorul local al celui de al doilea tub funcţionează cu bobinele L20 şi L22 şi cu condensatorul variabil Cv3. Ali-

mentarea se face la curent alternativ de 110 și 220 V, redresorul fiind prevăzut cu un transformator de rețea. Redresarea ambelor alternanțe se efectuează cu dubla diodă EZ3. Selectivitatea poate fi modificată legînd catodul tubului EF9 printr-un condensator de 0,1 μF direct la masă, lărgind astfel banda de trecere. În circuitul catodului în paralel s-au montat două circuite oscilante (unul serie cu L24 și altul derivație cu L25) care, datorită reacției negative pe care o produc, îngustează banda.

Placa III a comutatorului permite scurtcircuitarea bobinelor nefolosite, introducerea în circuit a bornelor de PU, precum și comutarea unor benzi de scală care indică poziția de lucru.

Plăcile III, IV și V care formează un comutator cu patru poziții sînt figurate în schemă pe poziția de funcționare PU.

Partea a II-a

RADIORECEPTOARE CU TRANZISTORI

Capitolul 1

CALCULUL CIRCUITULUI DE INTRARE

Înainte de a se calcula elementele circuitelor etajelor radioreceptorului echipat cu semiconductori este necesar a se face unele calcule preliminare, astfel:

Alegerea frecvenței intermediare trebuie să îndeplinească condițiile următoare:

— să fie în afara gamei frecvențelor purtătoare de lucru

— să asigure atenuarea dată a canalului imagine

— să asigure obținerea benzii de trecere necesare

— să fie suficient de mică pentru a asigura stabilitatea necesară receptorului echipat cu cele mai simple și ieftine dispozitive electronice

— să albă una din valorile standard: 110 kHz; 465 kHz; 1,6 MHz; 19 MHz; 2,2 MHz; 15 MHz; 30 MHz; 60 MHz; 100 MHz.

Pentru asigurarea benzii de trecere a AFI frecvența intermediară trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$f_{i2} \leqslant B_f \cdot Q_{eFI} \cdot \psi(n_{ii} + 1)$$

unde: B_f = banda de trecere a blocului de IF, fără dispozitiv de reglare automată a frecvenței.

$$B_f = \Delta f_{sp} + 2\left[\sqrt{(\delta_s \cdot f_s)^2 + (\delta_h \cdot f_h)^2 + (\delta_i \cdot f_i)^2 + (\delta_a \cdot f_s)^2} + F_{D\,max}\right]$$

unde: Δf_{sp} = lărgimea spectrului semnalului recepționat

δ_s și δ_h = instabilitățile relative ale frecvenței purtătoare a semnalului f_s și frecvenței heterodinei f_h (tabel 1).

Tabel 1

Tipul heterodinei			δ_h
cu tranzistori	cu emitor comun	— fără stabilizare cu cuarț — cu stabilizare cu cuarț	$10^{-3}-3\cdot10^{-4}$ $10^{-4}-1\cdot10^{-6}$
	cu bază comună	— fără stabilizare cu cuarț — cu stabilizare cu cuarț	$5\cdot10^{-4}-2\cdot10^{-4}$ $5\cdot10^{-5}-1\cdot10^{-6}$

δ_i = instabilitatea relativă a frecvențelor proprii de acord ale circuitelor din blocul de frecvență intermediară ($\delta_i = 10^{-3} - 3\cdot10^{-3}$)

δ_a = eroarea relativă care apare la stabilirea frecvenței de acord ($\delta_a = 10^{-3} - 5\cdot10^{-3}$)

$\psi_{(nf_1+1)}$ = o funcție care depinde de tipul schemei alese și de numărul de etaje „n_{f1}" ale blocului de frecvență intermediară (Tabel 2).

Tabel 2

Schema amplificatorului			Numărul de etaje $n_{FI}+1$				
			1	2	3	4	5
Amplificator rezonant		K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	100 1 000 1,0	16 49 1,56	9 20 1,96	7 13 2,3	6,1 10 2,58
Amplificator cu două etaje decalat acordat	la dezacord critic	K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	— — —	10 32 0,71	— — —	4,0 7,0 0,88	— — —
	la dezacord maxim	K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	— — —	7,1 21 0,32	— — —	2,9 5,5 0,46	— — —

Tabel 2 (continuare)

Schema amplificatorului			Numărul de etaje $n_{FI}+1$				
			1	2	3	4	5
Amplificator cu trei etaje acordate la dezacord critic		K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	— — —	— — —	4,64 10,0 0,5	— — —	— — —
Amplificator cu două circuite cuplate	la cuplaj critic	K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	10 32 0,71	4,0 7,0 0,88	3,0 4,4 0,98	2,7 3,6 1,09	2,5 3,2 1,16
	la cuplaj maxim	K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	7,1 22 0,32	2,9 5,5 0,46	2,2 3,2 0,55	2,0 2,6 0,61	1,85 2,4 0,67
Schemă combinată		K_{d100} K_{d1000} $\Psi(n_{FI}+1)$	— — —	4,64 10,0 0,5	— — —	2,5 3,67 0,58	— — —

În cazul unui receptor cu amplificare directă avem $\delta h = 0$ și $\delta_1 = 0$.

Alegerea dispozitivului de reglare automată a frecvenței — RAF — se face funcție de coeficientul de lărgire a benzii „k_1", coeficient care ne arată de cîte ori este mai mare banda de trecere a receptorului fără RAF decît lărgimea spectrului semnalului recepționat:

$$k_1 = \frac{B_f}{\Delta f_{sp}}$$

Aici deosebim două cazuri:

1. $k_1 > 1{,}5—2{,}0$, caz în care este necesar a folosi sistemul RAF și unde pentru calculul lui „B_f" folosim relația:

$$B_f = \Delta f_{sp} + 2\frac{F_{Dmax} + \sqrt{(\delta_s \cdot f_s)^2 + (\delta_h \cdot f_h)^2 + (\delta_1 \cdot f_1)^2 + (\delta_s \cdot f_s)^2}}{k_{RAF}}$$

unde : k_{RAF} = coeficient de autoacord al sistemului RAF ($k_{RAF} = 10—20$)

F_{Dmax} = deviația Doppler maximă a frecvenței purtătoare :

$$F_{Dmax} = \frac{f_{max} \cdot V}{C}$$

unde : V = viteza radială de deplasare a obiectelor pe care sînt montate radioreceptoarele

C = viteza de propagare a undelor electromagnetice

Dacă, pentru banda de trecere „B_f", calculată cu relația de mai sus, reușim să obținem sensibilitatea necesară, atunci putem renunța la folosirea sistemului RAF.

Pentru a se asigura atenuarea față de canalul imagine „σ_{im}" de către circuitul de intrare cu un singur circuit acordat și de ARF cu „n_s" etaje care au un factor echivalent Q_{eci}, frecvența intermediară trebuie să satisfacă inegalitatea :

$$f_{i1} \geqslant 0{,}5 \cdot f_{s\,max} \cdot H$$

unde :

$$H = \frac{S + \sqrt{S^2 + 4}}{2} - 1$$

$$S = \frac{1}{Q_{eci}} \sqrt{\frac{n_s + 1}{\sqrt{\sigma_{im}} - 1}}$$

Dacă $S \leqslant 0{,}45$, se ia $H \simeq 0{,}5\ S$.

Dacă avem îndeplinită inegalitatea $f_{i2} \geqslant f_{i1}$, atunci ca frecvență intermediară poate fi aleasă valoarea f_{i1} sau oricare altă valoare din intervalul $f_{i1} — f_{i2}$.

Dacă $f_{i2} < f_{i1}$ și cînd diferența între f_{i2} și f_{i1} nu este mare, putem folosi în circuitul de intrare și în etajele de înaltă frecvență cîte două circuite cuplate. În acest caz pentru cuplajul critic calculăm pe f'_{i1} :

$$f'_{i1} \geqslant \frac{1{,}4\ f_{max}}{4\ Q_{eci}} \sqrt{\frac{2(n_s+1)}{\sigma_{im}}}$$

Dacă $f_{i2} \geqslant f'_{i1}$, atunci ca frecvență intermediară alegem valoarea lui f_{i1} sau o altă valoare cuprinsă în intervalul $f'_{i1} — — f_{i2}$.

Cînd inegalitățile $f_{i2} \geqslant f_{i1}$ și $f_{i2} \geqslant f'_{i1}$ nu sînt îndeplinite, atunci folosim o dublă schimbare de frecvență, alegînd prima frecvență intermediară egală cu f_{i1}, iar pe cea de a doua, egală cu f_{i2}.

Factorul de calitate echivalent al circuitului Q_{eCI} trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$Q_{eCI} \leqslant (2-4)Q_0$$

unde: Q_0 = factorul de calitate în gol al circuitului egal cu 80—100.

Pentru radioreceptoare cu mai multe subgame, pentru fiecare subgamă în parte se calculează valoarea factorului de calitate Q_{eCI} folosind relația:

$$Q_{eCI} = \frac{f_{min}}{B_f \cdot \Psi(n_s + 1)}$$

În gamele de unde lungi și medii preselectorul influențează mult asupra benzii de trecere totale a blocului de IF, de aceea de multe ori nu reușim să alegem factorul de calitate echivalent al circuitelor preselectorului astfel încît să se obțină atenuarea necesară a canalului imagine și banda de trecere a preselectorului. În aceste cazuri procedăm astfel: considerînd ARF rezonant cu un singur etaj și un singur circuit de intrare, luăm pentru fiecare din acestea factorul de calitate:

$$Q_{eCI} = 0{,}46\frac{f_{min}}{B_f}$$

și atunci atenuarea minimă în preselector a canalului alăturat va fi:

$$\sigma_{a\,min}' = 1 + \left(\frac{2\Delta f_s \cdot Q_{eCI}}{f_{max}}\right)^2$$

Calculăm apoi frecvența intermediară care corespunde atenuării canalului imagine. Aici trebuie îndeplinite următoarele două condiții:

1. Atenuarea $\sigma_1 = 1{,}19$ să corespundă dezacordului generalizat $\varkappa_1$ care permite realizarea constructivă a factorului de

calitate echivalent al circuitelor blocului de frecvență intermediară :

$$Q_{e1} = \frac{\chi_1 \cdot f_1}{B_f} \qquad \chi_1 = \frac{2\,|f_a' - f_1|}{f_a'} \cdot Q_{eCI}$$

2. Pentru atenuarea σ_2 în cazul dezacordului generalizat χ_2 să se îndeplinească inegalitatea :

$$\sigma_{a\,min}\,\sigma_2 \geqslant \sigma_a \qquad \chi_2 = \frac{2\Delta f_a \cdot Q_{e1}}{f_1}$$

unde: σ_a = atenuarea canalului alăturat.

Dintre variantele care satisfac condițiile Q_{e1} și $\sigma_{a\,min} \cdot \sigma_2$ se alege cea mai simplă din punct de vedere constructiv.

Dacă nici una din variante nu permite îndeplinirea condițiilor de mai sus, atunci se adoptă două etaje în amplificatorul de înaltă frecvență, iar factorul de calitate îl calculăm cu relația :

$$Q_{eCI} = 0{,}35\,\frac{f_{min}}{B_f}$$

după care calculăm atenuarea minimă :

$$\sigma_{a\,min} = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f_a \cdot Q_{eCI}}{f_{max}}\right)}\right]^3$$

și apoi se verifică valorile Q_{e1} și $\sigma_{a\,min} \cdot \sigma_2$ cu formulele de mai sus.

Dacă avem un amplificator de IF cu un singur etaj, cu cuplaj critic între circuite, atunci calculăm factorul de calitate cu ajutorul relației :

$$Q_{eCI} = 0{,}66\,\frac{f_{min}}{B_f}$$

și atenuarea minimă a canalului alăturat :

$$\sigma_{a\,min} = 1 + 0{,}25\left(\frac{2\Delta f_a \cdot Q_{eCI}}{f_{max}}\right)^4$$

apoi calculăm frecvența intermediară și se face verificarea valorilor Q_{e1} și $\sigma_{a\,min} \cdot \sigma_2$.

Dacă nu sînt îndeplinite aceste condiţii, se adoptă un amplificator de IF cu două etaje, cu circuite cuplate la cuplaj critic. Pentru acest caz folosim relaţiile de calcul:

$$Q_{eCI} = 0{,}81\,\frac{f_{min}}{B_f} \qquad \sigma_{amin} = 0{,}125\left[\sqrt{4+\left(\frac{2\Delta f_s \cdot Q_{eCI}}{f_{max}}\right)^4}\right]^3$$

după care calculăm valoarea frecvenţei intermediare.

Alegerea schemei demodulatorului trebuie făcută astfel, ca atît în regim de funcţionare liniar şi pătratic el să modifice raportul semnal/zgomot cînd la intrarea sa se aplică un semnal modulat în amplitudine şi o tensiune fluctuantă.

Dacă urmărim să obţinem la ieşirea receptorului un raport semnal/zgomot = $\nu_{ieş}$, atunci presupunînd blocul de joasă frecvenţă ca fiind liniar, trebuie ca la intrarea demodulatorului cu diodă raportul semnal/zgomot în tensiune să fie:

$$\nu_{in(1)} = \frac{\nu_{ieş}}{m\cdot\sqrt{2}}\sqrt{\frac{B_{fe}}{B_{je}}}\sqrt{1+\sqrt{1+\frac{m^2\cdot B_{fe}}{\nu_{ieş}^2\cdot B_{je}}}}$$

unde: m = gradul mediu de modulaţie al semnalului
B_{fe} şi B_{je} = benzile efective de trecere ale blocurilor de înaltă şi joasă frecvenţă (practic $B_{je} \simeq 1{,}1B_j$ şi $B_{fe} \simeq 1{,}1B_f$).

Rezistenţa de intrare a demodulatorului se poate determina cu ajutorul relaţiei:

$$R_{in} = \theta \cdot R_d$$

unde: R_d = rezistenţa de sarcină la demodulator
θ = coeficient a cărui valoare se ia din tabelul 3.

Tabel 3

S_dR_d	1		4	5	7	10	20	40
θ	3	1,8	1,2	1	0,9	0,75	0,8	0,87
K_d	0,2	0,33	0,47	0,5	0,57	0,64	0,73	0,83

unde: K_d = coeficientul de transfer al demodulatorului.

Este bine a folosi demodulatoare cu diodă care permit obținerea celor mai mici distorsiuni de neliniaritate. În acest scop trebuie ca tensiunea purtătoare a semnalului să fie la intrarea în demodulator de cel puțin 0,5—0,7 V.

Pentru a îmbunătăți funcționarea sistemului RAA este bine a avea $U_{ind} = 1—2$ V.

Calculul amplificărilor blocurilor de înaltă și de joasă frecvență se pornește de la aflarea tensiunii la ieșirea demodulatorului, adică la intrarea în amplificatorul de joasă frecvență, tensiune pe care o putem afla folosindu-ne de relația:

$$U_{ieș\ d} = m \cdot K_d \cdot U_{ind}$$

unde: valorile pentru m și K_d sînt cele cunoscute.

Valoarea admisibilă pentru U_{ind} este limitată de tensiunea inversă de străpungere a diodelor și care este aproximativ egală cu dublul amplitudinii maxime a semnalului.

Puterea de la ieșirea radioreceptorului $P_{ieș}$ este de obicei standard, corespunzînd unui grad de modulație $m = 0,3$.

Coeficientul de distorsiuni de neliniaritate admisibil al amplificatorului de joasă frecvență se determină cu relația:

$$d_{AAF} = \varepsilon \cdot d_r$$

unde: $\varepsilon = 0,8—0,85$

d_r = valoarea admisibilă a coeficientului de armonici a întregului radioreceptor

Mărimea semnalului la intrarea blocului de IF este determinată de sensibilitatea radioreceptorului. Aici evidențiem două cazuri:

1. Se dă sensibilitatea radioreceptorului și se impune alegerea ARF.

2. Se pune problema obținerii celor mai bune sensibilități posibile.

Dacă sensibilitatea radioreceptorului este dată prin mărimea puterii semnalului în antenă P_{AS}, atunci coeficientul admisibil de zgomot este dat de formula:

$$F_{ad} \leqslant K_{pF}\left(\frac{P_{AS}}{k \cdot T_0 \cdot B_{fo} \cdot v_{in}^2} - t_A + 1\right)$$

unde: K_{pF} = un coeficient de transfer al puterii în fiderul care leagă antena cu intrarea radioreceptorului:

$$K_{pF} = \frac{1}{10^{0,1\sigma_F}}$$

σ_F = atenuarea semnalului în fider — dB

k = constanta lui Boltzman

T_0 = 290°K

B_{fe} = banda efectivă de trecere a radioreceptorului

ν_{in} = raportul semnal/zgomot necesar la intrarea radioreceptorului

t_A = temperatura relativă de zgomot a antenei

$$t_A = \frac{T_A}{T_0}$$

T_A = temperatura de zgomot a antenei, avînd în vedere perturbațiile recepționate de către antenă.

Cunoscînd valoarea lui F_{ad} putem stabili care etaje pot fi folosite primele în radioreceptor pentru asigurarea sensibilității impuse.

Un etaj poate fi folosit primul dacă coeficientul său de zgomot satisface inegalitatea:

$$F_{1\,min} \leqslant 0{,}9\left(F_{ad} - \frac{F_{2\,min} - 1}{A_{P1}}\right)$$

unde: $F_{2\,min}$ = coeficientul minim de zgomot al celui de al doilea etaj din schema bloc a radioreceptorului

A_{P1} = coeficientul de amplificare în putere al primului etaj

Pentru cazurile ARF cu două etaje și ARF cu un singur etaj, urmat de schimbătorul de frecvență ca al doilea etaj al radioreceptorului, calculul lui F_{min} se face cu relația:

$$F_{min} \simeq F_{1\,min} + \frac{F_{2\,min} - 1}{A_{P1}}$$

în care caz se impune să se folosească încă un etaj ARF în scopul măririi sensibilității. Sensibilitatea maximă realizabilă o putem afla cu relația :

$$P_{us\ min} = k \cdot T \cdot B_{fe} \cdot v_{in}^2 \left(t_A - 1 + \frac{F_{min}}{A_{PF}} \right)$$

sau :

$$E_{A_0\ min} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R_r \cdot B_{fe} \cdot v_{in}^2 \left(t_A - 1 + \frac{F_{min}}{A_{PF}} \right)}$$

după care calculăm în trei puncte ale subgamei coeficientul de amplificare al preselectorului cu formula :

$$A_{0\,s} = A_{0\,CI} \cdot A_{0ARF}$$

unde : $A_{0\,s}$ = coeficientul de amplificare stabilă a etajului (pentru calculul ulterior se alege valoarea cea mai mică dintre cele trei calculate, adică valoarea $A_{0\,smin}$).

Pentru radioreceptoare cu acord fix, $A_{0\,CI} \simeq 0{,}01\ Q_{eCI}$ și $A_{0ARF} = A_{0S}$, calculate pentru frecvența semnalului.

Coeficientul de amplificare necesar pentru schimbătorul de frecvență și pentru amplificatorul de frecvență intermediară se calculează cu ajutorul formulei :

$$A_{01} = \frac{2{,}5\ U_{ind}}{\sqrt{2}\ E_{A_0} \cdot A_{0s\ min}}$$

În cazul radioreceptoarelor cu amplificare directă, coeficientul de amplificare necesar al amplificatorului de radiofrecvență se află cu relația :

$$A_{0ARF} = \frac{2{,}5\ U_{ind}}{\sqrt{2}\ E_{A_0} \cdot K_{in\ min}}$$

unde : U_{ind} = amplificarea tensiunii purtătoare a semnalului la intrarea detectorului

$K_{in\,min}$ = valoarea minimă a coeficientului de transfer al circuitului de intrare

E_{A_0} = sensibilitatea radioreceptorului în unități de t.e.m.

Mărimea semnalului de la ieşirea blocului de înaltă frecvenţă, adică la intrarea demodulatorului, este caracterizată de amplitudinea valorii U_{ind}.

Coeficientul de acoperire al gamei se calculează cu relaţia

$$\gamma = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}}$$

unde: $C_{t\,min}$ şi $C_{t\,max}$ reprezintă valoarea maximă şi minimă a capacităţii totale a circuitului oscilant.

Dacă nu avem condensatoare legate în serie cu condensatorul variabil în circuitul oscilant, atunci putem afla valoarea pentru $C_{t\,min}$ şi $C_{t\,max}$ din relaţiile:

$$C_{t\,min} = C_{v\,min} + C_1$$

$$C_{t\,max} = C_{v\,max} + C_1$$

Cunoscînd valorile pentru $C_{v\,min}$, $C_{v\,max}$ şi γ, putem afla valoarea lui C_1 cu relaţia:

$$C_1 = \frac{C_{v\,max} - \gamma^2 \cdot C_{v\,min}}{\gamma^2 - 1}$$

unde: $C_{v\,min}$ = capacitatea minimă a condensatorului variabil

$C_{v\,max}$ = capacitatea maximă a condensatorului variabil

Dacă avem un condensator C_2 legat în serie cu C_v (fig. 119), atunci folosim următoarele formule:

$$C_{t\,min} = C_3 + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}$$

$$C_{t\,max} = C_3 + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}}$$

Coeficientul de cuplaj „p" este raportul între rezistenţa proprie a primului circuit acordat R_{c1} şi rezistenţa introdusă în acest circuit de către antenă R_{in}:

$$p = \frac{R_{c1}}{R_{in}}$$

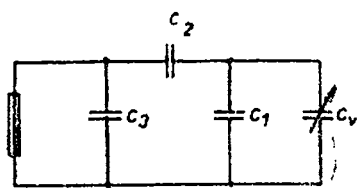


Fig. 119

Coeficientul de transformare p_A este raportul între t.e.m. indusă din circuitul de antenă în primul circuit acordat și t.e.m. din antena echivalentă:

$$p_A = \frac{X_{cupIA}}{Z_{AC}}$$

unde: X_{cupIA} = reactanța între circuitul de antenă și primul circuit acordat

Z_{AC} = modulul impedanței circuitului de antenă.

Coeficientul de cuplaj „p_{10}" este raportul între rezistența proprie a celui de al doilea circuit acordat R_{c2} și rezistența introdusă în acest circuit din partea tranzistorului R_{in1}:

$$p_{10} = \frac{R_{c2}}{R_{in1}}$$

Sensibilitatea reală a radioreceptorului E_{av} se poate calcula cu ajutorul relației (pentru un circuit de intrare cu un singur circuit acordat):

$$E_{av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ief}}{m \cdot p_A} \sqrt{R_{c1} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr}}$$

unde: m = gradul de modulație

F_{tr} = coeficientul de zgomot al primului tranzistor

B_{rec} = banda de trecere a radioreceptorului calculată la nivel de 3 dB.

Pentru cazul unui circuit de intrare cu două circuite acordate:

$$E_{av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ief}}{m \cdot p_A} \sqrt{R_{c1} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2 \left(1 + \frac{1}{p_{10}} \right)} \right]}$$

Dacă recepția se face cu o antenă de ferită pe care se găsește bobina primului circuit acordat folosim formula:

$$E_{av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ief}}{m \cdot h_e} \sqrt{R_{c1} \cdot B_r \cdot F_{tr}}$$

şi pentru cazul a două circuite acordate:

$$E_{av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{v_{ieş}}{m \cdot h_e} \sqrt{R_{01} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2 \left(1 + \frac{1}{p_{10}} \right)} \right]}$$

nde h_e = înălţimea efectivă a antenei

În cazul recepţiei oscilaţiilor MF:

$$E_{av} = 10^{-10} \frac{v_{ieş}}{\Delta f} \sqrt{R_A \cdot f^3_{maxAF} \cdot F_{in}}$$

$$F_{in} = \left(1 + \frac{R_{LAC}}{R_A} \right) (1 + p_{AO}) \cdot F_{tr}$$

şi pentru circuitul de intrare cu două circuite acordate:

$$F_{in} = \left(1 + \frac{R_{LAC}}{R_A} \right) (1 + p_{AO}) \cdot F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2 \left(1 + \frac{1}{p_{10}} \right)} \right]$$

unde: R_{LAC} = rezistenţa bobinei de antenă

p_{AO} = coeficient de cuplaj între circuitul de antenă şi primul circuit acordat.

$$F_{tr} = B + \frac{C}{g_g} + D \cdot g_g$$

$$B = 1 + 2(1 - \alpha_0 + h) + x^2 \left(1 + \frac{p}{1 - \alpha_0} \right)$$

$$C = 39 i_c \left[(1 - \alpha) + \frac{x^2}{2} \right] + X \cdot b_g + D \cdot b_g^2$$

$$D = (R_e + r_{bb'}) \left\{ 1 + h + (1 - \alpha_0) \left(2 + \frac{1}{2h} \right) + x^2 + \right.$$

$$\left. + x^2 \left[\frac{1}{2(1 - \alpha_0)} + 1 + \frac{1 - \alpha_0}{2h} \right] \right\}$$

$r_{bb'}$ = valoarea rezistenţei care formează baza tranzistorului

α_0 = coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului la frecvențele joase, în schema cu baza comună și ieșirea în scurtcircuit

$$X = \frac{f}{f_\alpha}$$

f = frecvența de lucru

Relația de mai sus este valabilă pentru un tranzistor care funcționează în regim de amplificare avînd conectată în circuitul de emitor o rezistență de reacție R_e neșuntată, de capacitate.

Pentru un tranzistor care lucrează în regim de conversie, pentru $X \leqslant 1$ avem relațiile de calcul:

$$B = 1 + 3\sqrt[3]{h^2} \qquad h = 39(R_e + r_{bb'}) \cdot i_e(1 - \alpha_0)$$

$$c = \frac{h}{r_{bb'}}$$

$$D = r_{bb'}\left(\frac{1,5}{\sqrt[3]{h}} + 2,2\sqrt[3]{h} + 0,5\frac{1-\alpha_0}{h}\right)$$

Coeficientul de transfer al circuitului de intrare la rezonanță se află cu relațiile:

— cînd se lucrează cu antenă exterioară, iar circuitul de intrare are un singur circuit acordat:

$$K_{ino} = p_A \cdot Q_{in} \cdot p_1$$

pentru două circuite acordate:

$$K_{ino} = p_A \sqrt{Q_{1e} \cdot Q_{2e}} \cdot p \frac{p}{1 + p^2}$$

Dacă se lucrează cu antenă de ferită pe care se găsește bobina primului circuit acordat:

— pentru un circuit acordat:

$$K_{ino} = h_e \cdot Q_{in} \cdot p_1$$

— pentru două circuite acordate:

$$K_{ino} = h_e \cdot \sqrt{Q_{1e} \cdot Q_{2e}} \cdot p_1 \frac{p}{1 + p^4}$$

unde: Q_{1n} = factorul de calitate al circuitului acordat
Q_{1e} = factorul de calitate al primului circuit acordat
Q_{2e} = factorul de calitate al celui de al doilea circuit acordat, inclusiv rezistența reflectată în circuit din partea tranzistorului
p_1 = coeficient de conectare a circuitului acordat la circuitul de intrare al tranzistorului.

Dacă: $p_{AO} \geq 1$ și $p_{10} \geq 1$, atunci $Q_{1n} = Q$; $Q_{1e} = Q_1$; $Q_{2e} = Q_2$ unde Q, Q_1 și Q_2 sînt factorii de calitate în gol ai circuițelor acordate.

Dacă $p_{AO} \leq 1$ și $p_{10} \leq 1$, atunci:

$$Q_{1n} = \frac{Q}{\left(1 + \frac{1}{p_{AO}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{11}}\right)}$$

$$Q_{1e} = \frac{Q_1}{1 + \frac{1}{p_{AO}}} \qquad Q_{2e} = Q_2\left(1 - \frac{1 + p^2}{1 + p_{11}}\right)$$

$$p_{11} = p_{10}\left(1 + \frac{1}{p_{AO}}\right)$$

Relația de mai sus pentru p_{11} este valabilă pentru un circuit acordat. Pentru două circuite acordate avem relația de calcul:

$$p_{11} = p_{10}(1 + p^2) + p^2$$

Coeficientul de lungire K_{lung} sau scurtare K_{scurt} în cazul cuplajului prin transformator are valoarea:

$$K_{lung} = \frac{f_{min}}{f_{0A}}$$

$$K_{scurt} = \frac{f_{0A}}{f_{max}}$$

unde: f_{0A} = frecvența proprie de rezonanță a circuitului de antenă

$$f_{0A} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{AO} \cdot C_A}}$$

Atenuarea relativă pe care o introduce circuitul de intrare acordat pe frecvența f_0 asupra semnalelor perturbatoare, avînd frecvența f_p, în cazul recepției cu antenă exterioară, poate fi calculată cu relația:

— pentru un circuit acordat:

$$\frac{1}{y_p} = 10 \lg(1 + \xi_p^2) - 20 \lg \left| \frac{p_{Ap}}{p_A} \right| - 20 \lg \left| \frac{X_{cupl\,1p}}{X_{cupl\,1}} \right| \text{ (dB)}$$

— pentru două circuite acordate:

$$\frac{1}{y_p} = 10 \lg \left[\left(1 + p^2 \frac{X_{12p}^2}{X_{12}^2} - \xi_p^2 \right)^2 + 4\xi^2 \right] - 20 \lg \left| \frac{X_{12p}}{X_{12}} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| \frac{p_{Ap}}{p_A} \right| - 20 \lg \left| \frac{X_{cupl\,1p}}{X_{cupl\,1}} \right| - 20 \lg \begin{cases} (1 + p^2) \text{ dacă } p \leqslant 1 \\ 2p \text{ dacă } p \geqslant 1 \end{cases}$$

$$\xi = Q' \left(\frac{f_p}{f_0} - \frac{f_0}{f_p} \right)$$

unde: $Q' = Q_{in}$ la un singur circuit acordat

$Q' = Q_e$ la două circuite acordate

$X_{cupl\,1p}$ și X_{12} = reactanțele de cuplaj dintre al doilea circuit oscilant și tranzistor, respectiv dintre primul circuit acordat și al doilea.

p_{Ap}, $X_{cupl\,1p}$, X_{12p} sînt valorile p_A, $X_{cupl\,1}$, X_{12} la frecvența f_p, cu condiția ca circuitul de intrare să fie acordat pe frecvența f_0.

În cazul unui circuit de intrare cu un singur circuit acordat cuplat capacitiv exterior cu antena și capacitiv interior cu tranzistorul, putem folosi relația:

$$\frac{1}{y_{ind}} = 20 \lg \cdot Q_{in} \frac{C_t}{C_r} \text{ (dB)}$$

unde: C_t = capacitatea totală a circuitului

C_r = suma următoarelor capacități: capacitatea proprie a bobinei, capacitatea parazită derivație a montajului, plus capacitățile tuturor condensatoarelor conectate în paralel cu bobina.

Coeficientul de lărgire a benzii de trecere S_{1B} a circuitului de intrare B_{1B} în comparație cu banda de trecere proprie (de gol) B_c se află cu relația:

$$S_{1B} = \frac{B_{1B}}{B_c} = \left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{A1}}\right)$$

în practică S_{1B} are valoarea 1,26—2.

Variația parametrilor antenei duce la variația frecvenței de acord a circuitului de intrare cu valoarea Δf. Pentru a se evita micșorarea selectivității și sensibilității trebuie îndeplinită condiția:

$$\frac{\Delta f}{B_0} \leqslant \xi_{\Delta f}$$

în practică se ia valoarea $\xi_{\Delta f} = 0{,}1—0{,}5$.

Pentru ca la variații ale valorii g_{11} în limitele $\pm\Delta g_{11}$, într-un sens sau altul față de valoarea nominală, variația relativă a benzii de trecere a circuitului acordat echivalent să nu depășească valoarea $\xi_B = 0{,}1—0{,}3$, trebuie îndeplinită condiția:

$$p_{11} \geqslant p_{11B}$$

unde: — pentru circuit de intrare cu un singur circuit acordat:

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B}\delta_{g_{11}} - 1$$

— pentru circuit de intrare cu două circuite acordate:

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B}\delta_{g_{11}}(1 + p^2) - 1 \qquad \delta_{g_{11}} = \frac{\Delta g_{11}}{g_{11}}$$

Pentru ca la variațiile valorii b_{11} în limitele $\pm\Delta b_{11}$, într-un sens sau altul față de valoarea nominală, variația frecvenței de acord echivalentă Δf să nu depășească valoarea stabilită, trebuie îndeplinită condiția:

$$p_{11} \geqslant p_{11B}$$

— pentru un singur circuit acordat:

$$p_{11B} = \frac{1}{2\xi_B}\delta b_{11} \mid \operatorname{tg} \varphi_{11} \mid - 1$$

— pentru două circuite acordate:

$$p_{11B} = \frac{1}{2\xi_B} \delta b_{11} \mid \operatorname{tg} \varphi_{11} \mid (1 + p^2) - 1$$

unde:

$$\operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}} \text{ şi } \delta b_{11} = \frac{\Delta b_{11}}{\mid b_{11} \mid}$$

1.1. Calculul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat cu cuplaj capacitiv exterior cu antenă; cu antenă exterioară în gamele UL şi UM

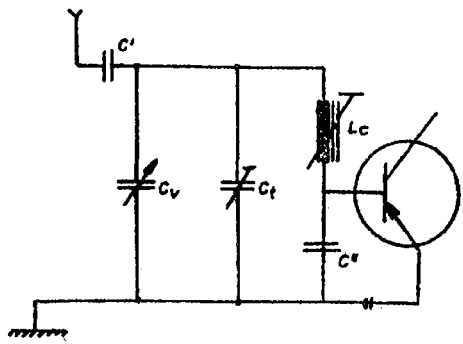


Fig. 120

Determinăm mai întîi coeficientul de cuplaj între circuitul acordat şi tranzistor p_{11} pentru care $\delta g_{11} \leqslant \xi_B$ şi unde $\xi_B = 0{,}1-0{,}3$.

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} - 1 \qquad \delta g_{11} = \frac{\Delta g_{11}}{g_{11}}$$

unde: Δg_{11} = variaţia valorii g_{11} cu $\pm \Delta g_{11}$

Cînd se modifică frecvenţa de acord a circuitului de intrare cu $\Delta f \leqslant \xi_B \cdot B_{1b}$ atunci avem relaţiile de calcul:

$$p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} \delta b_{11} \mid \operatorname{tg} \varphi_{11} \mid - 1 \quad \operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}} \quad \delta b_{11} = \frac{\Delta b_{11}}{\mid b_{11} \mid}$$

unde: δb_{11} = variaţia lui b_{11} cu $\pm \Delta b_{11}$.

g_{11} = conductanţa de intrare a primului tranzistor.

Calculul se face la frecvența minimă f_{min}.

$$\xi_{\Delta f} = 0{,}1—0{,}5.$$

Dacă notăm cu $B_{presmin}$ banda de trecere minimă a preselectorului considerînd și $p_{A0} = \infty$, atunci factorul de calitate de gol al circuitului acordat nu trebuie să depășească valoarea critică:

$$Q_{crit} = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} S_{in} \frac{\gamma^2 - 1}{\gamma^2 - S_{in}}$$

$$S_{in} = \frac{B_{minpres} \cdot Q}{f_{min}}; \qquad \gamma = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

Factorul de calitate de gol se află cu relația:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{minpres}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\,min}}\right)$$

aici pentru p_{11min} s-a luat valoarea cea mai mică dintre valorile lui p_{11B}; $p_{11\Delta f}$ și p_{11s}, unde:

a. pentru $Q_{max} < Q_{prag}$:

$$p_{11s} = \frac{1}{\frac{B_{minpres} \cdot Q_{max}}{f_{max}} - 1}$$

b. pentru $Q_{max} > Q_{prag}$:

$$p_{11s} = \frac{1}{\gamma^2 \left(\frac{B_{minpres} \cdot Q_{max}}{f_{min}} - \gamma\right)}$$

unde: Q_{prag} = valoarea de prag a factorului de calitate:

$$Q_{prag} = \frac{f_{min}}{B_{minpres}} = \frac{\gamma^2 + \gamma + 1}{\gamma + 1}$$

Se determină apoi valorile capacităților C_1 și C_2 cu formulele:

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_{v\,max} \cdot g_{11} \cdot Q \cdot p_{11\,min}}{2\pi \cdot f_{min}}} \qquad C_1 = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{a \cdot d}{b^2}} - 1\right) - C_{v\,min}$$

unde:

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_L)$$
$$b = (\gamma^2 - 1)\,[C_L(2C_2 + C_{d1f}) + C_2(C_2 + C_{d1f})]$$
$$d = C_2^2 \cdot C_{d1f} - (\gamma^2 - 1)C_2 \cdot C_L(C_2 + C_{d1f})$$
$$C_{d1f} = C_{v\ max} - C_{v\ min}$$

Dacă $4\frac{a \cdot d}{b^2} \leqslant 0{,}1$ atunci pentru calculul lui C_1 folosim relația:

$$C_1 = \frac{d}{b} - C_{v\ min}$$

În formula de mai sus, pentru g_{11} luăm valoarea la f_{min}.

Capacitatea maximă totală a circuitului acordat rezultă din relația:

$$C_{t\ max} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\ max})}{C_2 + C_1 + C_{v\ max}}$$

și valoarea capacității minime:

$$C_{t\ min} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\ min})}{C_2 + C_1 + C_{v\ min}}$$

Se face verificarea calculului prin îndeplinirea condiției:

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{t\ max}}{C_{t\ min}}}$$

Determinăm valoarea C'_A pe baza a două considerente:

— la frecvența f_{max} banda de trecere să crească cu maxim 25%

— la variația capacității C_A cu $\pm\Delta C_A$ dezacordul circuitelor de intrare Δf să nu depășească valoarea $\xi_{\Delta f} \cdot B_e$. Se recomandă a se lua în calcul $\xi_{\Delta f} = 0{,}1 - 0{,}2$.

Pe aceste considerente avem:

$$C'_{AS} = 0{,}5\sqrt{\frac{C_{t\ min}}{2\pi \cdot f_{max} \cdot Q \cdot R_A}} \qquad C'_{A\Delta f} = (C_{v\ min} + C_1)\sqrt{\frac{C'^2_{A\ med} \cdot 2\xi_{\Delta f}}{C_{t\ min} \cdot Q \cdot \Delta C_A}}$$

Dacă notăm cu C'_A cea mai mică dintre valorile C'_{AS} și $C'_{A\Delta f}$, atunci:

$$C' = \frac{C_{A\ med} \cdot C'_A}{C_{A\ med} - C'_A} \qquad C'_A = \frac{C_{A\ med} \cdot C'}{C_{A\ med} + C'}$$

Capacitatea medie a condensatorului de aliniere se calculează cu relația:

$$C_{T\,med} = C_1 - C'_A - C_M$$

unde: C_M = capacitatea montajului

Valoarea obținută trebuie să îndeplinească condiția:

$$C_{T\,med} \geqslant (0{,}3—0{,}5)\,(C_{v\,min} + C_M + C_L)$$

unde: C_L = capacitatea bobinei

Inductanța bobinei de cuplaj se află cu relația:

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{t\,max}}$$

Valorile f_{med}, $C_{t\,med}$, $C_{v\,med}$ se află cu relațiile:

$$f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{t\,med}}}$$

$$C_{v\,med} = \sqrt{C_{v\,min} \cdot C_{v\,max}}$$

$$C_{t\,med} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,med})}{C_2 + C_1 + C_{v\,med}}$$

Dacă este cazul, calculăm curbele de rezonanță cu relația:

$$\frac{1}{y_{in}} = 10 \lg\ (1 + \xi^2) \quad (dB)$$

$$\xi = \frac{\Delta f}{0{,}5B_{in}}$$

1.2. **Calculul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin transformator cu antena și cu tranzistorul.** Se calculează capacitatea C_1 corespunzătoare coeficientului de acoperire al gamei necesar:

$$C_1 = \frac{C_{max} - \gamma^2 - C_{v\,min}}{\gamma^2 - 1}$$

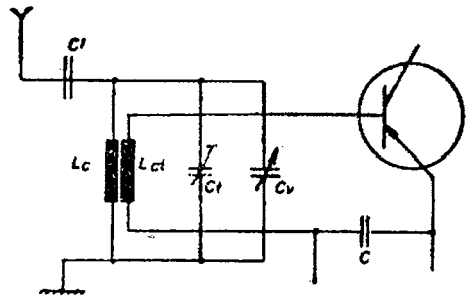


Fig. 121

$C_{t\ med}$ rezultă din relația :

$$C_{t\ med} = C_i - C_L - C_M$$

valoare care trebuie să satisfacă condiția :

$$C_{t\ med} \geqslant (0{,}3 - 0{,}5)(C_{v\ min} + C_M + C_L)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, se alege un alt condensator variabil.

Se calculează valoarea lui $C_{t\ max}$ cu relația :

$$C_{t\ max} = C_i + C_{v\ max}$$

după care determinăm valoarea inductanței bobinei de cuplaj L_c :

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{t\ med}}$$

Se alege factorul de calitate al bobinei de cuplaj Q_{LAC} în limitele 20—30.

Alegem regimul de funcționare al circuitului de intrare : regim de lungire, cu cuplaj combinat sau în regim de scurtare.

În cazul regimului de lungire, adoptăm neuniformitatea admisibilă a coeficientului de transfer H și găsim trei valori ale coeficientului de lungire :

$$K_{lung\ a} = \frac{1}{\gamma}\sqrt{\frac{H \cdot \gamma^2 - 1}{H - 1}}$$

Pentru $L_{AC} = L_{AC\ max}$:

$$K_{lung\ L} = 2 \cdot \pi \cdot f_{min}\sqrt{L_{AC\ max}(C_{A\ med} - \Delta C_A)}$$

Valoarea ultimului coeficient o alegem dintre valorile calculate cu formulele:

$$K'_{lung\,c} = \sqrt{2 + \sqrt{1 + 4\pi \cdot f_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A) Q_{LAC} \cdot R_A}}$$

$$K''_{lung\,c} = \sqrt{a + \sqrt{a^2 - b}}$$

unde:

$$a = Q_{LAC}\left[\frac{1}{32\xi_{\Delta f}} - \pi \cdot f_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A) \cdot R_A\right]; \quad b = \frac{Q_{LAC}}{16\xi_{\Delta f}}$$

Dacă una dintre valorile *a* și *b* apare ca negativă, atunci se adoptă $K_{lungc} = K'_{lungc}$.

Dacă $K_{lungA} > K_{lungc}$ se adoptă $K_{lung} = K_{lungA}$.

Dacă $K_{lungL} > K_{lungc} > K_{lungA}$ atunci adoptăm $K_{lung} = K_{lungc}$.

Dacă $K_{lungL} < K_{lungc} > K_{lungA}$ atunci luăm K_{lung} egal cu cea mai mare valoare dintre K_{lungA} și K_{lungL}.

În cazul regimului de cuplaj combinat, găsim K_{lungL} și K_{lungc}, așa cum s-a arătat mai sus, și alegem K_{lung} egal cu cea mai mică din cele două valori.

În cazul regimului de scurtare, determinăm valorile K_A și $K_{scurt\,cr}$ cu relațiile:

$$K_A = \sqrt{\frac{C_{A\,med} + \Delta C_A}{C_{A\,med} - \Delta C_A}};$$

unde:

$$K_{scurt\,cr} = \sqrt{a + \sqrt{a^2 + b}}$$

$$a = \frac{1}{\gamma^2 \cdot K_A^2} + \frac{1 - \frac{1}{K_A^2}}{16R_A \cdot 2\pi \cdot f_{max}(C_{A\,med} + \Delta C_A)\xi_{\Delta f}}$$

$$b = \frac{1 - \frac{1}{\gamma^2}}{K_A^2 \cdot 16 \cdot R_A \cdot 2\pi \cdot f_{max}(C_{A\,med} + \Delta C_A)\xi_{\Delta f}}$$

și alegem $K_{scurt} \geq K_{scurt\,cr}$.

Se calculează apoi valorile p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ cu formulele:

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B}\delta_{g11} - 1; \quad p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\delta_{b11}\,|\,tg\,\varphi_{11}\,| - 1$$

unde la frecvența minimă f_{min}:

$$tg\,\varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$$

Cea mai mare valoare dintre valorile pentru p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ o notăm cu p_{11min}.

Dacă obținem $p_{11min} < 1$ se adoptă $p_{11min} = 1$.

Factorul de calitate de gol se determină cu relația:

$$Q' = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\,min} \cdot \gamma}\right)$$

Determinăm valorile coeficientului de cuplaj $k_{\Delta f}$ și k_s dintre bobinele L_{AC} și L_c. Pentru regim de lungire sau cu cuplaj combinat folosim relațiile:

$$k_{\Delta f} = \sqrt{\frac{4\xi_{\Delta f}(K^2_{lung} - 1)(\gamma^2 \cdot K'^2_A \cdot K^2_{lung} - 1)}{Q(K'^2_A \gamma^2 - 1)K^2_{lung}}}$$

$$k_s = 0{,}5\left(1 - \frac{1}{K^2_{lung}}\right)\sqrt{\frac{Q_{LAC} \cdot R_{LAC\,min}}{Q(R'_A + R_{LAC\,min})}}$$

Pentru regim de scurtare folosim relațiile:

$$k_{\Delta f} = \frac{1}{\sqrt{\frac{Q \cdot \gamma^2(K^2_A - 1)K^2_{scurt} + \gamma^2 - 1}{4 \cdot \xi_{\Delta f}(K^2_{scurt} - 1)(\gamma^2 \cdot K'^2_A \cdot K^2_{scurt} - 1)}} + 1}$$

$$k_s = 0{,}5(K^2_{scurt} - 1)\sqrt{\frac{Q_{LAC} \cdot R_{LAC\,max}}{Q(R_A + R_{LAC\,max})}}$$

unde:

$$R_{LAC} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot L_{AC}}{Q_{LAC}}$$

Se adoptă pentru fiecare din regimuri cea mai mică dintre cele două valori găsite și se notează cu k_{AC}. Dacă calculul s-a făcut corect, atunci în regim de scurtare trebuie să avem $k_{\Delta f} > k_s$.

În cazul cuplajului combinat folosim relațiile:

$$H' = \frac{\gamma^2 \cdot K^2_{lung} \cdot K'^2_A - 1}{\gamma^2(K^2_{lung} \cdot K'^2_A - 1)}\ ;\ C' = \frac{(H' - 1)k_{AC}}{4\pi^2 \cdot f^2_{min}\sqrt{L_{AC} \cdot L_C}(\gamma^2 - H')}$$

H' reprezintă neuniformitatea coeficientului de transfer în regim de lungire pentru un anumit coeficient de lungire K_{lung} și o anumită valoare medie a capacității antenei, fără a se lua în considerare variația factorului de calitate Q_{in}.

Pentru toate trei regimurile folosim relațiile:

$$C_{t\,min} = C_1 + C_{v\,min}$$

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_{max} \cdot C_{t\,min}}{Q \cdot g_{11} \cdot p_{11\,min}}}; \qquad L_{ct} = L_c \frac{p_1^2}{k_{ct}^2}$$

Mărimea g_{11} introdusă în calcul se ia la frecvența f_{max}. Se calculează f_{med} cu relația:

$$f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{t\,med}}}$$

unde:

$$C_{t\,med} = C_1 + C_{v\,med}; \quad C_{v\,med} = \sqrt{C_{v\,min} \cdot C_{v\,max}}$$

Pentru frecvențele f_{min}, f_{max}, f_{med} calculăm ρ cu relația:

$$\rho = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L_c$$

În regim de lungire și de cuplaj combinat avem:

$$p_A = \frac{k_{AC} \sqrt{\frac{L_c}{L_{AC}}} + \frac{C'}{C_1 + C_v}}{1 - \frac{1}{K_{lung}^2 \cdot K_A'} \left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}$$

iar în regim de scurtare:

$$p_A = \frac{k_{AC} \sqrt{\frac{L_c}{L_{AC}}}}{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurt}^2 \cdot K_A - 1}; \qquad p_{11} = \frac{1 + \frac{1}{p_{A_0}}}{g_{11} \cdot \rho \cdot Q \cdot p_1^2}$$

$$\frac{1}{p_{A_0}} = R_{AC} \cdot Q \cdot \frac{p_A^2}{\rho}; \qquad p_1 = \frac{1}{\rho(2\pi \cdot f_0 \cdot C'' - b_{11})}$$

$$g_g = p_{11} \cdot g_{11}; \quad C'' = C_2 - C_{11}$$

$$Q_{in} = \frac{Q}{\left(1 + \frac{1}{p_{A_0}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{11}}\right)}; \qquad B_{in} = \frac{f_0}{Q_{in}}$$

În regim de lungire:

$$K_{in_0} = p_A \frac{C_{A\,med}}{C_{A\,med} + C_{lung}} Q_{in} \cdot p_1$$

și în regim de scurtare:

$$K_{in_0} = p_A \cdot Q_{in} \cdot p_1$$

Se determină atenuarea relativă a frecvenței intermediare la frecvența din gamă cea mai apropiată de frecvența intermediară: pentru regim de lungire și cuplaj combinat folosim relația:

$$\frac{1}{y_{in} \cdot f_1} = 10 \lg(1 + \xi_{f1}^2) - 20 \lg \frac{f_1}{f_0} \left| \frac{K_{lung}^2 \cdot K_A' - \left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}{K_{lung}^2 \cdot K_A' - \left(\frac{f_{min}}{f_1}\right)^2} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{AC} \cdot k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_1^2}\right) \right| \quad (dB)$$

și pentru regim de scurtare:

$$\frac{1}{y_{in} \cdot f_1} = 10 \lg(1 + \xi_{f1}^2) - 20 \lg \frac{f_1}{f_0} \left| \frac{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurt}^2 \cdot K_A - 1}{\left(\frac{f_{max}}{f_1}\right)^2 K_{scurt}^2 - 1} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{AC} \cdot k_{ct}} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_1^2}\right) \right| \quad (dB)$$

unde:

$$\xi_{f1} = Q_{in} \left(\frac{f_1}{f_0} - \frac{f_0}{f_1}\right)$$

k_{At} = coeficient de cuplaj între bobinele L_{AC} și L_{Ct}.

Dacă atenuarea obținută este mai mică decît cea necesară, trebuie folosit un filtru de frecvență intermediară.

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine.

Pentru regim de lungire și cu cuplaj combinat folosim relațiile:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg(1 + \xi_{im}^2) - 20 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} \left| \frac{K_{lung}^2 \cdot K_A' - \frac{1}{\gamma^2}}{K_{lung}^2 \cdot K_A' - \left(\frac{f_{min}}{f_{im}}\right)^2} \right| -$$

$$- 20 \lg \left| 1 - \frac{k_{At}}{k_{AC} \cdot k_{ct}} \left(1 - \frac{f_{max}^2}{f_{im}^2}\right) \right| \quad (dB)$$

iar pentru regim de scurtare:

$$\frac{1}{y_{intm}} = 10\lg(1+\xi_{im}^2) - 20\lg\frac{f_{im}}{f_{max}}\left|\frac{K_{scurt}^2\cdot K_A - 1}{\left(\frac{f_{max}}{f_{im}}\right)^2 K_{scurt}\cdot K_A - 1}\right| -$$

$$- 20\lg\left|1 - \frac{k_{A1}}{k_{A0}\cdot k_{ct}}\left(1 - \frac{f_{max}^2}{f_{im}^2}\right)\right| \quad (dB)$$

unde:

$$\xi_{im} = Q_{in}\left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}}\right); \qquad f_{im} = f_{max} + 2f_i$$

Se calculează apoi, dacă este necesar, curbele de rezonanță cu formula:

$$\frac{1}{y_{in}} = 10\lg\,(1+\xi^2) \quad (dB)$$

unde:

$$\xi = \frac{\Delta f}{0{,}5B_{in}}$$

1.3. **Calculul circuitului de intrare cu două circuite acordate.** Factorul de calitate al circuitului se află cu relația:

$$Q_n = \frac{1{,}4\cdot f_{min}\sqrt{\gamma}}{B_{pres}}$$

unde: B_{pres} = banda de trecere a preselectorului, care practic poate fi luată egală cu banda de trecere a circuitului de intrare.

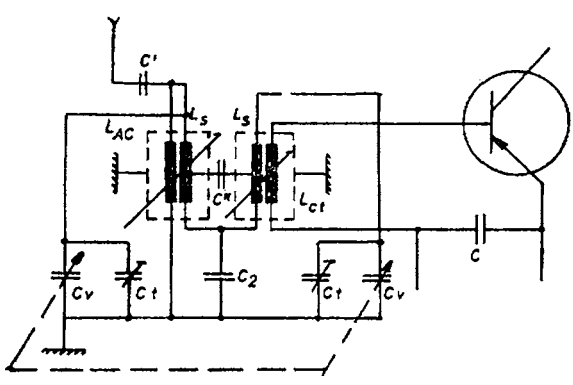


Fig. 122

Calculăm valoarea necesară a reactanței de cuplaj dintre circuitele acordate folosind relația:

$$X_n = \frac{0{,}7 \cdot B_{prea} \frac{Q_n}{Q} (\gamma^4 - 1)}{2\pi f_{max}^2 (C_{v\,max} - C_{v\,min})}$$

unde: Q_n și Q sînt valorile factorului de calitate necesar și adoptat.

Se află valoarea capacității C_2:

$$C_2 = \frac{\gamma^3 + \gamma^2 - \gamma - 1}{2\pi \cdot f_{min} \cdot X_n \sqrt{\gamma} (\gamma^2 - 1)}$$

și a capacității C_1:

$$C_1 = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{ad}{b}} - 1\right) - C_{v\,min}$$

unde:

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_L);$$

$$d = C_2^2 \cdot C_{dif} - (\gamma^2 - 1)\ C_2 C_L (C_2 + C_{dif})$$

$$b = (\gamma^2 - 1)[C_L(2C_2 + C_{dif}) + C_2(C_2 + C_{dif})];$$

$$C_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min}$$

Se află capacitatea medie a condensatorului trimer:

$$C_{t\,med} = C_1 - C_M$$

Valoarea obținută trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$C_{t\,med} \geq (0{,}3 - 0{,}5)(C_{v\,min} + C_M + C_L)$$

Calculăm capacitățile minimă și maximă ale circuitului acordat cu ajutorul formulelor:

$$C_{t\,max} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}}$$

$$C_{t\,min} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}$$

Dacă calculul s-a făcut corect, trebuie îndeplinită condiția:

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}}$$

Determinăm inductanța totală a circuitului:

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{1\,max}}$$

Alegem factorul de calitate al bobinei de cuplaj în limitele $Q_{LAC} = 20—30$.

Alegem tipul cuplajului cu circuitul de antenă (prin transformator, în regim de lungire sau combinat).

Adoptăm neuniformitatea admisibilă pentru coeficientul de transfer H.

Calculăm valorile K_{lunga}; K_{lungL}; K'_{lungc} și K''_{lungc}:

$$K_{lunga} = \frac{1}{\gamma}\sqrt{\frac{H \cdot \gamma^2 - 1}{H - 1}}$$

$$K_{lung\,L} = 2\pi \cdot f_{min}\sqrt{L_{AC\,max}(C_{A\,med} - \Delta C_A)}$$

$$K'_{lungc} = \sqrt{2 + \sqrt{1 + 4\pi f_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A)Q_{LAC} \cdot R_A}}$$

$$K''_{lungc} = \sqrt{a + \sqrt{a^2 - b}}$$

$$a = Q_{LAC}\left[\frac{1}{32\,\xi_{\Delta f}} - \pi \cdot f_{min}(C_{A\,med} - \Delta C_A)R_A\right];\ b = \frac{Q_{LAC}}{16\xi_{\Delta f}}$$

Dacă adoptăm $K_{lung} = K_{lung\,L}$, atunci $L_{AC} = L_{AC\,max}$ și $C_{lung} = 0$.

Dacă adoptăm $K_{lung} > K_{lung\,L}$ atunci luăm $L_{AC} = L_{AC\,max}$ de determinăm C_{lung} cu relația:

$$C_{lung} = \frac{K^2_{lung}}{4\pi^2 \cdot f^2_{min} \cdot L_{AC\,max}} - C_{A\,med} + \Delta C_A$$

Dacă adoptăm $K_{lung} < K_{lung\,L}$ atunci $C_{lung} = 0$, iar L_{AC} se determină cu formula de mai sus.

În regim de scurtare $C_{lung} = 0$ și L_{AC} se calculează cu formula de mai sus.

Aflăm apoi valorile K'_A, R'_A și $R_{LAC\,min}$ cu formulele:

$$K'_A = \sqrt{\frac{C_{A\,med} + \Delta C_A + C_{lung}}{C_{A\,med} - \Delta C_A + C_{lung}}};\ R'_A = R_A\left(\frac{C_{A\,med}}{C_{A\,med} + C_{lung}}\right)^2$$

$$R_{LAC\,min} = \frac{2\pi f_{min} L_{AC}}{Q_{LAC}}$$

Dacă $C_{lung} = 0$, atunci $K'_A = K_A$ și $R'_A = R_A$.

În regim de scurtare R_{LAC} se află cu relația:

$$R_{LAC} = \frac{2\pi f_{max} \cdot L_{AC}}{Q_{LAC}}$$

Aflăm valorile $k_{\Delta f}$ și k_s cu formulele:

$$k_{\Delta f} = \sqrt{\frac{4\xi_{\Delta f}}{Q} \cdot \frac{(K^2_{lung} - 1)(\gamma^2 \cdot K'^2_A \cdot K^2_{lung} - 1)}{(K'^2_A \cdot \gamma^2 - 1) K^2_{lung}}};$$

$$k_s = 0{,}5\left(1 - \frac{1}{K^2_{lung}}\right)\sqrt{\frac{Q_{LAC} \cdot R_{LAC\ min}}{(R'_A + R_{LAC\ min})\, Q}}$$

Pentru regim de scurtare folosim formulele:

$$k_{\Delta f} = \frac{1}{\sqrt{\frac{Q}{4\xi_{\Delta f}} \cdot \frac{\gamma^2(K^2_A - 1)K^2_{scurt} + \gamma^2 - 1}{(K^2_{scurt} - 1)(\gamma^2 \cdot K^2_A \cdot K^2_{scurt} - 1)} + 1}};$$

$$k_s = 0{,}5\,(K^2_{scurt} - 1)\sqrt{\frac{Q_{LAC}}{Q} \cdot \frac{R_{LAC\ max}}{R_A + R_{LAC\ max}}}$$

$$R_{LAC\ max} = \frac{2\pi \cdot f_{max} \cdot L_{AC}}{Q_{LAC}}$$

Dintre valorile $k_{\Delta f}$ și k_s se adoptă valoarea cea mai mică.

Calculăm valoarea capacității C''_n în ipoteza că este conectată la extremitățile superioare ale bobinelor de la ambele circuite acordate:

$$C''_n = \frac{X_n\left(\sqrt{\gamma} - \frac{1}{\sqrt{\gamma}}\right)}{8 \cdot \pi^3 \cdot f^2_{min} \cdot L_c(\gamma^2 + \gamma^2 - \gamma - 1)}$$

Dacă valoarea lui C'' rezultă prea mică, atunci adoptăm pentru C'' o valoare de ordinul a cîtorva picofarazi și conectăm condensatorul la prizele bobinelor, calculînd coeficientul de conectare pentru cazul cînd ambele bobine sînt identice:

$$p = \sqrt{\frac{C''_n}{C''}}$$

în care C''_n și C'' sînt valorile calculate, respectiv adoptate.

Pornind de la coeficientul de cuplaj k_{1s}, care poate fi asigurat constructiv între partea inferioară L_i și partea superioară L_s ale fiecăreia dintre bobinele de acord și de valoarea p_1, găsim coeficientul de cuplaj k între partea inferioară a bobinei și întreaga bobină, după care găsim inductanța părții inferioare a bobinei folosind relația :

$$L_1 = L_0 \frac{p^2}{k^2}$$

Dacă folosim un cuplaj combinat, aflăm H' și C' cu formulele :

$$H' = \frac{\gamma^2 \cdot K^2_{lung} \cdot K'_A - 1}{\gamma^2 (K^2_{lung} \cdot K'_A - 1)}; \quad C' = \frac{(H' - 1) \cdot K_{AC}}{4\pi^2 \cdot f^2_{min} \sqrt{L_{AC} \cdot L_C} (\gamma^2 - H')}$$

Găsim trei din cele mai mici valori ale coeficientului de cuplaj dintre tranzistor și cel de al doilea circuit acordat p_1, pentru care :

a. variația relativă posibilă a componentei active a admitanței de intrare a tranzistorului δg_{11} conduce la o variație relativă a lărgimii benzii de trecere a acestui circuit acordat, care să nu depășească valoarea $\xi_B \leqslant 0{,}2$.

$$p_{1B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} \left(1 + \frac{1}{\gamma}\right) - 1$$

b. variația relativă posibilă a componentei reactive δg_{11} a admitanței de intrare a tranzistorului (în condițiile în care nu se poate folosi un condensator de aliniere) modifică frecvența de acord a acestui circuit acordat cu valoarea Δf, care nu depășește valoarea $\xi_{\Delta f} \cdot B_c$ unde $\xi_{\Delta f} \leqslant 0{,}2$:

$$p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} \delta g_{11} \mid \operatorname{tg} \varphi_{11} \mid \left(1 + \frac{1}{\gamma}\right) - 1$$

unde :

— la frecvența f_{max} : $\operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$

c. coeficientul de lărgire a benzii de trecere a celui de al doilea circuit acordat (în comparație cu banda de trecere proprie), produs de către rezistența introdusă în circuit de

către tranzistor, nu depășește valoarea admisibilă a lui $S_{in} \leqslant$ $\leqslant 1{,}3$:

$$p_{11s} = \frac{1}{S_{in} - 1}\left[1 + \left(\frac{\gamma + 1}{2\gamma}\right)^2\right]^2$$

Notînd cu $p_{11\ min}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{11} cu formulele de mai sus, aflăm valoarea p_1 cu relația:

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_{max}\left[1 + \left(\frac{\gamma + 1}{\gamma}\right)^2\right] C_{t\ min}}{Q \cdot g_{11} \cdot p_{11\ min}}}$$

unde: pentru g_{11} se iau valorile de la frecvența f_{max}.

Determinăm valoarea L_{Ct} cu relația

$$L_{Ct} = L_C \cdot \frac{p_1^2}{k_{ct}^2}$$

Aflăm valoarea k_{ct} cu relația:

$$k_{ct} = p_1 \sqrt{\frac{L_C}{L_{ct}}}$$

Calculăm f_{med} cu relația:

$$f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\ min}}{C_{t\ med}}}; \qquad C_{t\ med} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\ med})}{C_2 + C_1 + C_{v\ med}}$$

$$C_{v\ med} = \sqrt{C_{v\ min} \cdot C_{v\ max}}$$

Pentru trei frecvențe ale gamei f_{min}; f_{med}; f_{max} găsism: ρ; p_A; R_{LAC}; R_{AC}; $\frac{1}{p_{Ac}}$ cu formulele:

$$\rho = 2\pi \cdot f_0 \cdot L_C; \quad p_A = \frac{k_{AC} \cdot \sqrt{\frac{L_C}{L_{AC}}}}{\left(\frac{f_{max}}{f_0}\right)^2 K_{scurt}^2 \cdot K_A - 1}$$

$$R_{LAC} = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot L_{AC}}{Q_{LAC}}$$

$$R_{AC} = R'_A + R_{LAC}$$

$$\frac{1}{p_{Ac}} = R_{AC} \cdot Q \frac{p_A^2}{\rho}$$

Apoi determinăm :

$$X_{12} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C_2}\left[1 + \frac{C'' \cdot p^2 \cdot C_2}{(C_a + C_1)^2}\right]$$

$$p' = \frac{X_{12} \cdot Q}{\rho}; \quad \frac{1}{p_{10}} = g_{11} \cdot \rho \cdot Q \cdot p_1^2$$

$$p_{11} = p_{10} \frac{1 + p'^2 + \frac{1}{p_{A_0}}}{1 + \frac{1}{p_{A_0}}}$$

Determinăm valorile Q_{1e}; Q_{2e}; Q_e; p; K_{in_0}; B_{in} cu formulele :

$$Q_{1e} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{A_0}}}; \quad Q_{2e} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{10}}}; \quad Q_e = \sqrt{Q_{1e} \cdot Q_{2e}}$$

$$K_{in_0} = p_A \cdot Q_e \cdot p_1 \cdot \frac{p}{1 + p^2}$$

$$p = p' \cdot \frac{Q_e}{Q}; \quad B_{in} = \frac{f_e}{Q_e} \begin{cases} \sqrt{p^2 - 1 + 2(1+p^4)} & \text{dacă } p \leqslant 1 \\ \sqrt{p^2 + 2p - 1} & \text{dacă } p \geqslant 1 \end{cases}$$

Apoi determinăm valoarea g_g cu formula :

$$g_g = p_{11} \cdot g_{11}$$

Se determină valorile F_{tr} grafic și R_{e1} cu formula :

$$R_{e1} = \frac{\rho}{Q}$$

Calculăm valoarea E_{Av} cu formula :

$$E_{Av} = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{teq}}{m \cdot p_A} \sqrt{R_{e1} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2\left(1 + \frac{1}{p_{10}}\right)}\right]}$$

unde apreciem $B_{rec} = B_{pres}$.

Pentru frecvența de gamă care este mai apropiată de frecvența intermediară, găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{in}\cdot f_i} = 10\lg\left\{\left[1+p^2\left(\frac{X_{12}\cdot f_i}{X_{12}}\right)^2-\xi_{fi}^2\right]^2+4\xi_{fi}^2\right\}-$$

$$-20\lg\left|\frac{K_{inag}^2\cdot K_A-\left(\frac{f_{min}}{f_0}\right)^2}{K_{inag}^2\cdot K_A-\left(\frac{f_{min}}{f_i}\right)^2}\right|-20\lg\left|\frac{X_{12fi}}{X_{12}}\right|-$$

$$-20\lg\frac{f_i}{f_0}-20\lg\begin{cases}(1+p^2) & \text{pentru } p\leqslant 1\\ 2p & \text{pentru } p\geqslant 1\end{cases}\ \text{dB.}$$

unde x_{12fi} se determină cu formula de mai jos, punînd $f_0 = f_i$:

$$X_{12fi}=\frac{1}{2\pi f_0\cdot C_2}\left[1+\frac{C''\cdot p^2\cdot C_2}{(C_a+C_i)^2}\right]$$

și ξ_{fi} se determină cu relația:

$$\xi_{fi}=Q_e\left(\frac{f_i}{f_0}-\frac{f_0}{f_i}\right)$$

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{imim}}=10\lg\left\{\left[1+p^2\left(\frac{X_{12im}}{X_{12}}\right)^2-\xi_{im}^2\right]^2+4\xi_{im}^2\right\}-$$

$$-20\lg\left|\frac{K_{inag}^2\cdot K_A-\frac{1}{\gamma^2}}{K_{inag}^2\cdot K_A-\left(\frac{f_{min}}{f_{im}}\right)^2}\right|-20\lg\left|\frac{X_{12im}}{X_{12}}\right|-20\lg\frac{f_{im}}{f_{max}}-$$

$$-20\lg(1+p^2)\qquad\text{(dB)}$$

unde x_{12im} se determină cu formulele de mai jos, punînd $f_0 = f_{im}$:

$$X_{12im}=\frac{1}{2\pi\cdot f_0\cdot C_2}\left[1+\frac{C''\cdot p^2\cdot C_2}{(C_a+C_i)^2}\right]$$

și ξ_{1m} cu ajutorul formulei:

$$\xi_{1m} = Q_e \left(\frac{f_{1m}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{1m}} \right)$$

Dacă este necesar, calculăm curbele de rezonanță cu ajutorul formulelor:

$$\frac{1}{y_{in}} = 10 \lg [(1 + p^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2] -$$

$$- 20 \lg \begin{cases} (1 + p^2) & \text{dacă } p \leqslant 1 \quad (dB) \\ 2p & \text{dacă } p \geqslant 1 \quad (dB) \end{cases}$$

$$\xi = \frac{2\Delta f \cdot Q_e}{f_e}$$

1.4. Filtru de rejecție pentru frecvența intermediară. Pentru a obține o atenuare suplimentară a canalului de frecvență intermediară, în cazul recepției cu antenă exterioară în gamele UL și UM, se introduce un filtru între antenă și intrarea receptorului. Schema de conectare a filtrului este redată în figura 123.

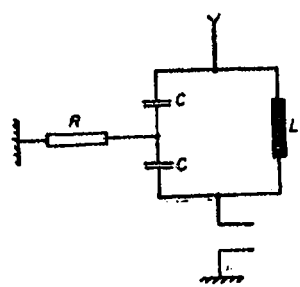


Fig. 123

Cunoscînd impedanța antenei formată din C_A și R_A, alegem valoarea condensatorilor C

$$C = (5 - 10)C_A$$

și valoarea inductanței

$$L = \frac{1}{2\pi^2 \cdot f_1^2 \cdot C}$$

Alegem factorul de calitate Q al bobinei, compus între valorile 30—40, apoi aflăm valoarea rezistenței R cu ajutorul formulei:

$$R = \frac{Q}{4\pi \cdot f_1 \cdot C}$$

1.5. Calculul circuitului de intrare cu antenă de ferită pentru UL și UM. a. Circuitul de intrare cu un singur circuit

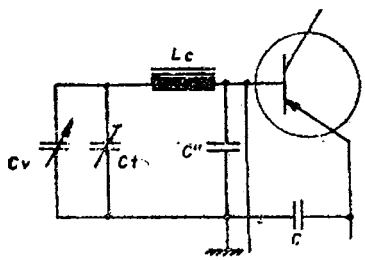


Fig. 124

acordat, cuplat cu tranzistorul prin cuplaj capacitiv interior (fig. 124).

Calculăm valorile p_{11B}; $p_{11\Delta f}$; p_{11s} cu ajutorul formulelor:

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B}\delta g_{11} - 1\,;\; p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\delta b_{11}\,|\,tg\,\varphi_{11}\,| - 1$$

unde: la frecvența f_{min} avem: $tg\,\varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$

$$p_{11s} = \begin{cases} \dfrac{1}{\dfrac{B_{presmin}\cdot Q_{max}}{f_{min}} - 1} & \text{pentru } Q_{max} < Q_{prag} \\ \dfrac{1}{\left(\dfrac{B_{presmin}\cdot Q_{max}}{f_{min}} - \gamma\right)\gamma^2} & \text{pentru } Q_{max} > Q_{prag} \end{cases}$$

Q_{prag} este factorul de calitate cel mai mare care poate fi realizat practic:

$$Q_{prag} = \frac{f_{min}}{B_{presmin}}$$

Dintre aceste valori alegem valoarea cea mai mare, pe care o notăm cu p_{11min}.

Dacă $p_{11min} = p_{11s}$, atunci $Q = Q_{max}$.

Dacă $p_{11\,min} > p_{11s}$, atunci calculăm valoarea Q cu relația:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{presmin}}\left(1 + \frac{1}{p_{11\,min}}\right)$$

Calculăm valoarea capacităților C_1; C_2; C'' cu ajutorul formulelor:

$$C_1 = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{ad}{b^2}} - 1\right) - C_{v\,min}\,;$$

$$d = C_2^2\cdot C_{dif} - (\gamma^2 - 1)C_2\cdot C_L(C_2 + C_{dif})$$

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_{v\,max}\cdot g_{11}\cdot Q\cdot f_{11\,min}}{2\pi\cdot f_{min}}}\,; \qquad C_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min}$$

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_L) \qquad C'' = C_2 - C_{11}$$

$$b = (\gamma^2 - 1)[C_L(2C_2 + C_{d11}) + C_2(C_2 + C_{d11})] \; ; \quad C_{11} = \frac{b_{11}}{2\pi \cdot f_0}$$

Verificăm cu ajutorul formulelor de mai jos dacă valorile găsite pentru C_1 și C_v sînt bune:

$$C_{t\,max} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}}$$

$$C_{t\,min} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}}$$

după care aflăm capacitatea medie a condensatorului trimer cu formula:

$$C_{t\,med} = C_1 - C_M$$

Valoarea găsită trebuie să satisfacă condiția:

$$C_{t\,med} \geqslant (0{,}3 - 0{,}5)(C_{v\,min} + C_M + C_L)$$

Dacă această condiție nu este îndeplinită, atunci trebuie ales un alt condensator variabil. Dacă această inegalitate apare dificil de realizat, se calculează un condensator suplimentar C_{supl} conectat în paralel cu C_T, a cărui valoare este

$$C_{supl} = C_1 - C_M - C_{t\,med}$$

Cu ajutorul formulei de mai jos calculăm valoarea L_C

$$L_C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{t\,max}}$$

Găsim frecvența medie f_{med} cu formulele:

$$f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{t\,med}}}$$

$$C_{t\,med} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,med})}{C_2 + C_1 + C_{v\,med}} \; ; \quad C_{v\,med} = \sqrt{C_{v\,min} \cdot C_{v\,max}}$$

Pentru frecvențele f_{min}; f_{med}; f_{max} determinăm:

$$\rho = 2\pi \cdot f_0 \cdot L_c \; ; \qquad p_1 = \frac{1}{\rho(2\pi \cdot f_0 \cdot C'' + b_{11})}$$

$$g_g = p_{11} \cdot g_{11}$$

$$p_{11} = \frac{1}{g_{11} \cdot \rho \cdot Q \cdot p_1^2}$$

$$Q_{in} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{11}}} \; ; \; K_{in_0} = h_{ef} \cdot Q_{in} \cdot p_1$$

unde h_{ef} este înălțimea efectivă a antenei de ferită la frecvența dată.

$$B_{in} = \frac{f_0}{Q_{in}}; \qquad R_{c1} = \frac{\rho}{Q}$$

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{v_{ief}}{m \cdot h_{ef}} \sqrt{R_{c1} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr}}$$

În relațiile de mai sus valoarea lui F_{tr} o obținem din grafic, iar $B_{rec} = B_{pres\ min}$.

Pentru frecvența din gamă cea mai apropiată de frecvența intermediară găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară cu formula:

$$\frac{1}{y_{in\,fi}} = 10 \lg (1 + \xi_{fi}^2) \qquad (dB)$$

$$\xi_{fi} = Q_{in} \left(\frac{f_i}{f_0} - \frac{f_0}{f_i} \right)$$

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine cu ajutorul formulei:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg (1 + \xi_{im}^2) \quad (dB)$$

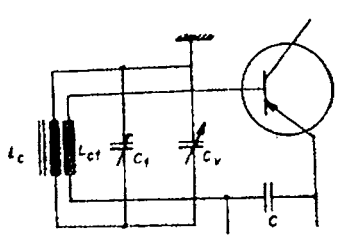


Fig. 125

$$\xi_{im} = Q_{in} \left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}} \right);$$

$$f_{im} = f_{max} + 2f_i$$

Apoi, dacă este necesar, se pot determina curbele de rezonanță cu formulele cunoscute.

b. Circuit de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat cu tranzistorul prin transformator:

Determinăm mai întîi valorile pentru C_1; $C_{t\,max}$; L_c; $C_{t\,med}$ și, dacă este cazul, C_{supl} cu ajutorul formulelor:

$$C_1 = \frac{C_{max} - \gamma^2 - C_{v\,min}}{\gamma^2 - 1}$$

$$C_{t\,med} = C_1 - C_L - C_M; \quad C_{supl} = C_1 - C_M - C_L - C_{t\,med};$$

$$C_{t\,max} = C_1 + C_{v\,max}$$

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{t\,max}}$$

Luînd $\xi_B = 0{,}1—0{,}2$ determinăm valorile pentru p_{11B} și $p_{11\Delta f}$:

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} - 1; \qquad p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} \delta b_{11} |\operatorname{tg} \varphi_{11}| - 1$$

$$\operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$$

unde valoarea $\operatorname{tg} \varphi_{11}$ se determină la frecvența f_{min}.

Adoptăm valoarea S_{in} în limitele $1 \leqslant S_{in} \leqslant \gamma$ a coeficientului de lărgire a benzii de trecere a circuitului de intrare la frecvența f_{max}, datorită rezistenței introduse în circuitul acordat de către tranzistor în comparație cu $\gamma \cdot B_{pres\,min}$ și găsim:

$$p_{11s} = \frac{1 - \frac{S_{in}}{\gamma}}{S_{in} - 1}$$

Notăm cea mai mare dintre valorile p_{11B}; $p_{11\Delta f}$ și p_{11s} prin $p_{11\,min}$.

Stabilim factorul de calitate de gol necesar la circuitul acordat cu formula:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\,min} \cdot \gamma}\right)$$

Calculăm $C_{t\,min}$; p_1 și L_{ct} cu formulele:

$$C_{t\,min} = C_1 + C_{v\,min}$$

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_{max} \cdot C_{t\,min}}{Q \cdot g_{11} \cdot p_{11\,min}}}; \quad L_{ct} = L_c \frac{p_1^2}{k_{ct}^2}$$

unde k_{ct} este coeficientul de cuplaj între bobinele L_c și L_{et}:

$$k_{ct} = p_1 \sqrt{\frac{L_c}{L_{et}}}$$

Calculăm apoi valorile pentru $C_{v\ med}$; $C_{t\ med}$ și f_{med} cu relațiile:

$$C_{v\ med} = \sqrt{C_{v\ min} \cdot C_{v\ max}}$$

$$C_{t\ med} = C_1 + C_{v\ med}; \qquad f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\ min}}{C_{t\ med}}}$$

Pentru trei frecvențe f_{min}; f_{med}; f_{max} găsim:

$$\rho = 2\pi \cdot f_0 \cdot L_c$$

$$p_{11} = \frac{1}{g_{11} \cdot \rho \cdot Q \cdot p_1^2}$$

$$g_g = p_{11} \cdot g_{11}$$

$$Q_{in} = \frac{Q}{1 + \frac{1}{p_{11}}}$$

$$K_{in_0} = h_{ef} \cdot Q_{in} \cdot p_1$$

$$B_{in} = \frac{f_0}{Q_{in}}$$

$$R_{c1} = \frac{\rho}{Q}$$

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{ieș}}{m \cdot h_{ef}} \sqrt{R_{c1} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr}}$$

unde valoarea F_{tr} se ia din grafic, iar $B_{rec} = B_{pres \cdot min}$.

Pentru frecvența din gamă, care este mai apropiată de frecvența intermediară, calculăm atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară cu formula:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10 \lg (1 + \xi_{im}^2) \qquad (dB)$$

$$\xi_{im} = Q_{in} \left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}} \right); \qquad f_{im} = f_{max} \pm 2 f_f$$

Apoi, dacă este cazul, calculăm curbele de rezonanță cu formulele cunoscute.

c. Circuitul de intrare cu antenă de ferită și cu două circuite acordate:

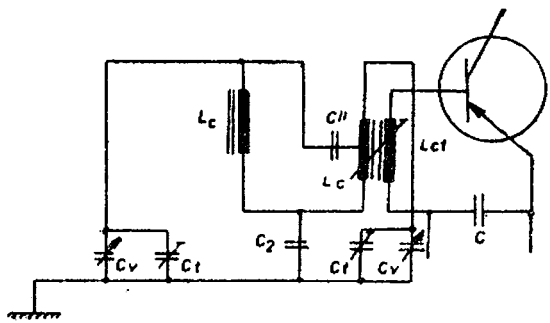


Fig. 126

Calculul tuturor capacităților, inductanțelor, alegerea factorilor de calitate ai circuitelor acordate și determinarea indicilor principali ai circuitului de intrare se face ca la circuitul de intrare cu două circuite acordate cu antenă exterioară, în aceeași ordine și cu aceleași formule, lăsînd la o parte toate calculele care privesc antena exterioară $\left(Q_{LAC};\ H;\ K_{lung};\ L_{AC};\ C_{lung};\ K'_A;\ R'_A;\ R_{LAC};\ k_{AC};\ \rho_A;\ R_{AC};\frac{1}{p_{A_0}}\right)$. În continuare calculăm inductanța bobinei L_c cu formula:

$$L_c = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{t\,max}}$$

Calculăm coeficientul de conectare p:

$$p = \frac{C''_v}{C'''}$$

Determinăm valorile x_{12}; K_{in_0}; E_v; $\frac{1}{y_{infi}}$; $\frac{1}{y_{inim}}$ cu formulele:

$$X_{12} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C_2}\left[1 + \frac{C'' \cdot p \cdot C_2}{(C_v + C_t)^2}\right]$$

$$K_{in_0} = h_{ef} \cdot Q_e \cdot p_1 \frac{p}{1+p^2}$$

$$E_v = 1{,}25 \cdot 10^{-10} \frac{\nu_{lef}}{m \cdot h_{ef}} \sqrt{R_{c1} \cdot B_{rec} \cdot F_{tr} \left[1 + \frac{1}{p^2\left(1+\frac{1}{p_{Ae}}\right)}\right]}$$

unde se adoptă $B_{rec} = B_{pres}$.

$$\frac{1}{y_{tnfi}} = 10 \lg \left\{\left[1 + p^2\left(\frac{X_{12fi}}{X_{12}}\right)^2 - \xi_{fi}^2\right]^2 + 4\xi_{fi}^2\right\} - 20 \lg \left|\frac{X_{12fi}}{X_{12}}\right| -$$

$$- 40 \lg \frac{f_1}{f_0} - 20 \lg$$

$$\begin{cases} (1+p^2) & \text{dacă } p \leqslant 1 \\ 2p & \text{dacă } p \geqslant 1 \end{cases} \text{ dB.}$$

$$\frac{1}{y_{intim}} = 10 \lg \left\{\left[1 + p^2\left(\frac{X_{12im}}{X_{12}}\right)^2 - \xi_{im}^2\right]^2 + 4\xi_{im}^2\right\} -$$

$$- 20 \lg \left|\frac{X_{12im}}{X_{12}}\right| - 40 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} - 20 \lg (1+p^2) \text{ dB.}$$

$$\xi_{fi} = Q_e\left(\frac{f_1}{f_0} - \frac{f_0}{f_1}\right); \quad \xi_{im} = Q_e\left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}}\right);$$

$$X_{12} = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C_2}\left[1 + \frac{C'' \cdot p^2 \cdot C_2}{(C_a + C_1)^2}\right]$$

unde x_{12im} se determină cu relația de mai sus, punînd $f_0 = f_{im}$.

Se calculează apoi curbele de rezonanță.

1.6. **Calculul circuitelor de intrare în gamele de unde scurte cu un singur circuit acordat, cuplat cu antenă prin cuplaj capacitiv exterior.**

Ordinea de calcul este următoarea :

— se adoptă factorul de calitate al primului circuit acordat Q_{max}, care poate fi realizat practic

— se alege valoarea coeficientului S_{in} în limitele $S_{in} = 1{,}25—2$

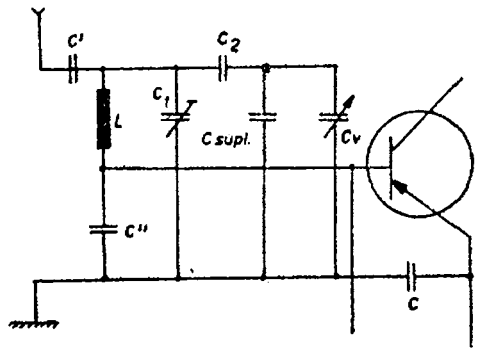


Fig. 127

— găsim valoarea minimă a coeficientului de cuplaj p_{11s} dintre tranzistor și circuitul acordat, la care coeficientul de lărgire a benzii de trecere, din cauza rezistențelor introduse în el de antenă și de tranzistor, nu depășește valoarea S_{in}.

Dacă circuitul echivalent al antenei este o capacitate ($R_A = 0$ și C_A de același ordin de mărime cu C_{int}), atunci:

$$p_{11s} = \frac{1}{S_{in} - 1}$$

Dacă circuitul echivalent al antenei este o rezistență $C_A = \infty$ și $R_A \leqslant \frac{1}{2\pi f_0 C_{in}}$ (unde C_{in} este capacitatea între borna de antenă și masă), atunci:

$$p_{11s} = \frac{3\gamma^{3/2} + S_{in} - 1}{(S_{in} - 1)\gamma^3}$$

Se adoptă valorile ξ_B și $\xi_{\Delta f}$ ($\xi_B = 0{,}2$—$0{,}3$ și $\xi_{\Delta f} = 0{,}3$—$0{,}5$) și găsim p_{11B} și $p_{11\Delta f}$ cu formulele de mai sus. Notăm apoi cu $p_{11\ min}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{11s}; p_{11B} și $p_{11\Delta f}$.

Calculăm capacitatea C_1 (capacitatea totală din circuitul acordat în paralel cu Cv):

$$C_1 = C'_A = C_{supl} + C_T + C_M ; C'_A = \frac{C_A \cdot C'}{C_A + C'}$$

Cînd circuitul echivalent al antenei este constituit dintr-o rezistență, avem: $C'_A = C'$.

Calculăm capacitatea C_2 (capacitatea totală din circuitul cordat în serie cu Cv):

$$C_2 = C'' + C_{11}$$

unde C_{11} este capacitatea de intrare a tranzistorului:

$$C_{11} = \frac{b_{11}}{2\pi \cdot f_0}$$

Calculul se face cu ajutorul formulelor:

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_{v\,max} \cdot g_{11} \cdot Q \cdot p_{11\,min}}{2 \cdot \pi \cdot f_{min}}}; \quad d = C_2^2 \cdot C_{dif} - (\gamma^2 - 1) C_2 \cdot C_L$$

$$(C_2 + C_{dif})$$

$$C_1 = \frac{b}{2a}\left(\sqrt{1 + 4\frac{ad}{b^2}} - 1\right) - C_{vmin}; \quad c_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min}$$

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_L)$$

$$b = (\gamma^2 - 1)\,[C_L(2C_2 + C_{dif}) + C_2(C_2 + C_{dif})]$$

Mărimea g_{11} trebuie să corespundă la frecvența f_{min} din gamă.

Se face apoi verificarea pentru valorile C_1 și C_2 astfel:

— găsim capacitatea maximă totală a circuitului acordat:

$$C_{t\,max} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}}$$

apoi calculăm valoarea auxiliară C''

$$C'' = C_2 - C_{11}$$

și valoarea definitivă a capacității C_2:

$$C_2 = C'' + C_{11}$$

Cu valoarea astfel calculată pentru C_2, cu formula de mai sus, determinăm valoarea lui C_1.

Cu formula de mai sus recalculăm pe $C_{t\,max}$ iar pe $C_{t\,min}$ cu formula:

$$C_{t\,min} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}$$

Dacă calculul s-a făcut corect, în final trebuie satisfăcută relația

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}}$$

Determinăm neuniformitatea scării N_S cu formula

$$N_S = \frac{Nv}{\gamma^2}\left(\frac{C_1 + C_2 + C_{v\,min}}{C_1 + C_2 + C_{v\,max}}\right)^2$$

unde N_v reprezintă neuniformitatea legii de variație a capacității C_v, cu unghiul de rotire θ.

Dacă circuitul echivalent al antenei este format numai din rezistența R_A, atunci găsim valoarea coeficientului de cuplaj dintre circuitul acordat și circuitul de antenă la frecvența f_{max}

$$P_{AOS} = \frac{2}{(S_{in} - 1)\gamma^{3/2}}$$

apoi, cu formula de mai jos, calculăm valoarea lui C':

$$C' = \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{2\pi \cdot f_{max} \cdot Q \cdot R_A \cdot p_{AOS}}}$$

Dacă circuitul de antenă este o capacitate ($C_A = C_{A\,med} + \pm \Delta C_A$), atunci:

$$C' = \frac{C'_{A\,med}}{\sqrt{\frac{Q \cdot \Delta C'_A}{2\xi_\Delta f' \cdot C_{t\,min}} - 1}}$$

Alegem capacitatea medie a condensatorului de aliniere

$$C_{t\,med} = (0{,}3—0{,}5)(C_{t\,min} + C_M) + 0{,}05\,C_{t\,min}$$

și calculăm valoarea C_{supl} cu formula:

$$S_{supl} = C_1 - C'_A - C_M - C_{t\,med}$$

Dacă calculul conduce la o valoare negativă, pentru C_{supl} trebuie ales un alt condensator de acord.

Calculăm valoarea inductanței L_e cu relația:

$$L_e = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_{t\,max}}$$

Dacă $\gamma > 1{,}5$, atunci găsim frecvența f_{med} cu formula

$$f_{med} = f_{max}\sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{t\,med}}}$$

$$C_{t\,med} = \sqrt{C_{t\,max} \cdot C_{t\,min}}$$

Pentru trei frecvențe din gamă f_{min}; f_{med}; f_{max} calculăm valorile K_{ino}; B_{in}; E_{Av} cu ajutorul formulelor din paragrafele anterioare.

Pentru $\gamma < 1{,}5$ ne putem limita la două frecvențe f_{min} și f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$, la una din aceste frecvențe.

Găsim apoi valorile ρ și p_A cu relațiile:

$$\rho = 2\pi \cdot f_0 \cdot L_c$$

și pentru cazul cînd circuitul echivalent al antenei este o rezistență:

$$p_A = \frac{C'}{C_t}$$

și pentru cazul cînd circuitul echivalent este o capacitate:

$$p_A = \frac{C_{A\,med}}{C'_{A\,med}} \cdot \frac{C'_A}{C_t}$$

Cu formulele cunoscute sau cu ajutorul curbelor experimentale calculăm pe: $\frac{1}{p_{Ae}}$; p_1; p_{11}; g_g; Q_{in}; k_{ino} și B_{in}.

Se determină valorile R_{c1} și E_{Av} cu relațiile:

$$R_{c1} = \frac{\rho}{Q} \qquad E_{Av}\ 1{,}25 \cdot 10^{-10}\ \frac{v_{ieș}}{m \cdot p_A}\sqrt{R_{c1} B_{rec} F \hat{i}_r}$$

În relația de mai sus B_{rec} se ia egal cu banda de trecere a blocului de frecvență intermediară. Pentru frecvența f_{min} găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{in\,f_1}} = 10 \lg\ (1 + \xi_{f1}^2) + 20 \lg \frac{f_1}{f_0} \quad (\text{dB})$$

$$\xi_{f1} = Q_{in}\left(\frac{f_1}{f_0} - \frac{f_0}{f_1}\right)$$

Pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea relativă a canalului imagine cu relațiile:

$$\frac{1}{y_{in\,im}} = 10\lg(1 + \xi_{im}^2) + 20\lg\frac{f_{im}}{f_{max}} \quad (dB)$$

$$\xi_{im} = Q_{in}\left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}}\right)$$

$$\frac{1}{y_{ind}} = 20\lg Q_{in}\frac{C_t}{C_L} \quad (dB) \qquad f_{im} = f_{max} + 2f_i.$$

În final adoptăm pentru $\frac{1}{y_{in\,im}}$ valoarea cea mai mică din cele două găsite. Dacă $\gamma < 1{,}2$, atunci $\frac{1}{y_{in\,fi}}$ poate fi calculat pentru frecvența f_{max}.

Dacă este cazul, se calculează curbele de rezonanță.

1.7. **Circuitul de intrare pentru UUS cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena prin transformator.** În acest caz, circuitul echivalent al antenei este o rezistență R_A cu valoarea $R_A \leqslant \frac{1}{2\pi f_0 \cdot C_{in}}$, unde C_{in} este capacitatea dintre borna de intrare a receptorului și șasiu. Practic, valoarea sa se poate neglija.

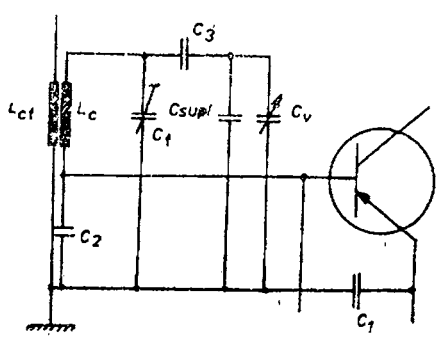


Fig. 128

Succesiunea calculelor este următoarea:

— se adoptă factorul de calitate de gol al circuitului acordat Q egal cu valoarea maximă practic realizabilă.

— se alege pentru $S_{1n} = 1{,}25—2$

— se află valoarea minimă a coeficientului de cuplaj p_{11s}:

$$p_{11s} = \frac{2S_{1n} + \gamma^2 + \gamma}{(S_{1n} - 1)\gamma \cdot (\gamma + 1)}$$

— la frecvența f_{min} din gamă calculăm:

$$\operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}} \qquad \delta b_{11} = \frac{\Delta b_{11}}{|b_{11}|}$$

— impunem valorile $\xi_B = 0{,}2—0{,}3$ și $\xi_{\Delta f} = 0{,}3—0{,}5$, după care determinăm pe p_{11B} și $p_{11\Delta f}$:

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} - 1 \qquad p_{11\Delta f} = \frac{1}{\xi_{\Delta f}} \delta b_{11} |\operatorname{tg} \varphi_{11}| - 1$$

— notăm cu $p_{11\,min}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{11s}, p_{11B} și $p_{11\Delta f}$.

— considerînd pe C'_A egal cu zero, calculăm pe: C_1; C_2; C'; C'''; C_T; C_{supl}; L_c ca în paragraful anterior.

— determinăm mărimile: p_{AOS} și C'_{cupl}.

$$p_{AOS} = \sqrt{\gamma}\, \frac{\gamma^2 + \gamma + 2}{(S_{1n} - 1)(\gamma + 1)}$$

$$C'_{cupl} = \sqrt{\frac{C_{t\,max} \cdot g_{11} \cdot p_{11\,min}(2 + \gamma^2 + \gamma)}{2\pi f_{min}(2S_{1n} + \gamma^2 + \gamma)}}$$

— Calculăm inductanța L_{AC} și coeficientul de cuplaj k_{AC}

$$L_{AC} = \frac{R_A}{2\pi \sqrt{f_{min} \cdot f_{max}}} \qquad k_{AC} = \sqrt{\frac{2}{Q \cdot p_{AOS}}}$$

Dacă $\gamma > 1{,}5$ atunci găsim frecvența f_{med}:

$$f_{med} = f_{max} \sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{tmed}}}; \quad C_{tmed} = \sqrt{C_{t\,max} \cdot C_{t\,min}}$$

Pentru trei frecvențe din gamă f_{min}; f_{med}; f_{max} determinăm K_{1no}; B_{1n}; E_{Av}.

Dacă $\gamma < 1{,}5$, ne putem limita la două frecvențe, f_{min} și f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$, numai la una din aceste frecvențe.

— găsim valoarea ρ:

$$\rho = 2\pi \cdot f_0 \cdot L_c$$

și p_A:

$$p_A = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot k_{AC} \sqrt{L_0 \cdot A_0}}{\sqrt{R_A^2 + (2\pi f_0 \cdot L_{AC})^2}}$$

— apoi determinăm $\frac{1}{p_{AO}}$; p_1; p_{11}; g_g; Q_{in}; K_{ino}; B_{in}; F_{tr} cu ajutorul curbelor experimentale sau cu formulele cunoscute

— determinăm R_{e1} și E_{Av}, luînd pentru B valoarea egală cu banda de trecere a blocului de frecvență intermediară

— pentru frecvența f_{min} găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară:

$$\frac{1}{y_{infi}} = 10 \lg(1 + \xi_{fi}^2) + 20 \lg \frac{f_i}{f_{min}} -$$

$$- 10 \lg \frac{1 + \left(\frac{R_A}{2\pi \cdot f_{min} \cdot L_{AC}} + \frac{1}{Q_{LAC}}\right)^2}{1 + \left(\frac{R_A}{2\pi \cdot f_i \cdot L_{AC}} + \frac{1}{Q_{LAC}}\right)^2} \quad (dB)$$

$$\xi_{fi} = Q_{in}\left(\frac{f_i}{f_0} - \frac{f_0}{f_i}\right)$$

unde Q_{LAC} este factorul de calitate al bobinei de cuplaj

— pentru frecvența f_{max} găsim atenuarea canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{inim}} = 10 \lg (1 + \xi_{im}^2) + 20 \lg \frac{f_{im}}{f_{max}} -$$

$$- 10 \lg \frac{1 + \left(\frac{R_A}{2\pi f_{max} \cdot L_{AC}} + \frac{1}{Q_{LAC}}\right)^2}{1 + \left(\frac{R_A}{2\pi f_{im} \cdot L_{AC}} + \frac{1}{Q_{LAC}}\right)^2} \quad (dB)$$

$$\xi_{im} = Q_{in}\left(\frac{f_{im}}{f_{max}} - \frac{f_{max}}{f_{im}}\right); \; f_{im} = f_{max} + 2 f_i$$

— se calculează apoi curbele de rezonanță.

1.8. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat cu antenă magnetică.

Succesiunea calculului :

— se adoptă factorul de calitate de gol al circuitului acordat Q, egal cu valoarea maximă practic realizabilă a factorului de calitate a antenei

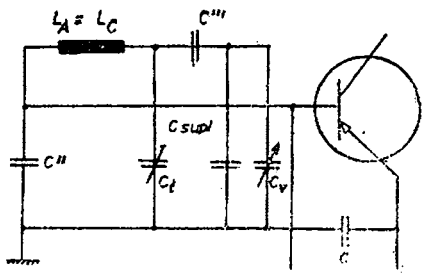


Fig. 129

— adoptăm o valoare pentru S_{in} egală cu 1,25—2 și găsim pe p_{11s} ca în cazurile precedente

— adoptăm valorile $\xi_B = 0{,}2—0{,}3$; $\xi_{\Delta f} = 0{,}3—0{,}5$ și determinăm p_{11B} și $p_{11\Delta f}$:

$$p_{11B} = \frac{\delta g_{11}}{\xi_B} - 1 \qquad p_{11\Delta f} = \frac{\delta b_{11} | \operatorname{tg} \varphi_{11} | - 1}{2\xi_{\Delta f}}$$

— la frecvența f_{min} avem :

$$\operatorname{tg} \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$$

— notăm prin $p_{11\,min}$ cea mai mare din valorile găsite pentru p_{11s} și $p_{11\Delta f}$

— considerînd $C'_A = 0$ și $p_{AOS} = \infty$ determinăm : C_1 ; C_2 ; C'' ; C''' ; $C_{t\,med}$; C_{supl} și L_c ca în paragrafele precedente

— cu ajutorul valorii L_c calculăm antena, determinînd înălțimea efectivă h_{ef}

— Dacă $\gamma > 1{,}5$, atunci găsim f_{med} ca în paragraful precedent și pentru trei frecvențe din gamă f_{min} ; f_{med} ; f_{max} calculăm valorile pentru K_{ino} ; B_{in} ; E_v

— pentru $\gamma < 1{,}5$ ne limităm la două frecvențe, f_{min} și f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$, la numai una din aceste frecvențe. Calculul pentru fiecare frecvență îl facem în ordinea :

— găsim ρ ; p_1 ; p_{11} ; g_g ; Q_{in} ; K_{ino} ; B_{in} și F_{tr} ca în paragrafele precedente, după care determinăm valorile pentru R_{e1} și E_v unde pentru B luăm o valoare egală cu valoarea benzii de trecere a blocului FI.

— pentru acea frecvență din gamă care este mai apropiat de frecvența intermediară, calculăm atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară $\frac{1}{y_{int}}$.

— în final se calculează curbele de rezonanță.

1.9. Circuit de intrare de bandă largă pentru UUS, cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena acordată prin transformator.

Succesiunea calculelor este următoarea:

— se adoptă valoarea $\xi_B = 0{,}25—0{,}5$, găsind astfel banda de trecere necesară:

$$B_{in} = (f_{maxn} - f_{minn})(1 - \xi_B)$$

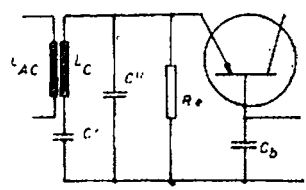


Fig. 130

— calculăm frecvența mijlocie a gamei f_{med}, factorul de calitate al circuitului de intrare echivalent Q_{in} și coeficientul S_{in}:

$$f_{med} = \frac{f_{maxn} + f_{minn}}{2} \qquad Q_{in} = \frac{f_{med}}{B_{in}}$$

$$S_{in} = \frac{Q_{max}}{Q_{in}}$$

unde Q_{max} este factorul de calitate de gol maxim al circuitului acordat.

— calculăm pe B; C_{min}; D; luînd $x = \frac{f_{med}}{f_\alpha}$:

$$B = 1 + 2(1 - \alpha_0 + h) + x^2\left(1 + \frac{p}{1 - \alpha_0}\right)$$

$$D = (R_e + r_{bb'})\left\{1 + h + (1 - \alpha_0)\left(2 + \frac{1}{2h}\right) + x^2 + x^2\left(\frac{1}{2(1 - \alpha_0)} + 1 + \frac{1 - \alpha_0}{2h}\right)\right\}$$

unde: α_0 este coeficientul de amplificare în curent al tranzistorului la frecvențele joase, în schema cu baza comună și cu ieșirea în scurtcircuit.

f = frecvența de lucru

$$h = 39(R_e + r_{bb'})i_e(1 - \alpha_0) \qquad x = \frac{f}{f_\alpha}$$

Dacă nu se cunoaşte frecvenţa f_α ci frecvenţa maximă de oscilaţie, f_{osc}, atunci :

$$f_\alpha = f_{osc}^2 \frac{20 \cdot r_{bb'} \cdot C_c}{\alpha_0}$$

unde : C_c este capacitatea joncţiunii colector-bază.

$$C_{min} = 39 i_e \left(1 - \alpha_0 + \frac{x^2}{2}\right) - \frac{x^2}{4D}$$

— determinăm valoarea coeficientului de cuplaj p_{11} al tranzistorului cu circuitul acordat care asigură obţinerea pe frecvenţa f_{med} a coeficientului minim de zgomot al circuitului de intrare pentru valoarea S_{in} găsită mai sus.

$$p_{11N} = \frac{1}{S_{in} - 1} + \sqrt{\frac{1}{(S_{in} - 1)^2} + \frac{B \cdot g_{11} + (S_{in} - 1) C_{min}}{(S_{in} - 1) D^2 \cdot g_{11}}}$$

— adoptăm $\xi_B = 0{,}5 \xi_{\Delta f}$ şi apoi calculăm

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{11} - 1 \qquad p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} \delta b_{11} \mid tg\, \varphi_{11} \mid - 1$$

— la frecvenţa f_{min} :

$$tg\, \varphi_{11} = \frac{b_{11}}{g_{11}}$$

— notăm prin p_{11} cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{11N} ; p_{11B} şi $p_{11\Delta f}$

— calculăm coeficientul de cuplaj al antenei cu circuitul acordat :

$$p_{AOS} = \frac{1}{\dfrac{S_{in}}{1 + \dfrac{1}{p_{11}}} - 1}$$

— determinăm coeficientul de cuplaj k_{AC} între bobinele L_{AC} şi L_C :

$$k_{AC} = \sqrt{\frac{2}{Q_{max} \cdot p_{AOS}}}$$

— determinăm inductanța necesară pentru bobina de cuplaj :

$$L_{AC} = \frac{R_A}{2 \cdot \pi \cdot f_{med}}$$

— alegem inductanța bobinei circuitului oscilant din condiția :

$$L_C \leqslant \frac{Q_{in}(1 + p_{11})}{20\pi \cdot f_{med} \cdot g_{11}}$$

— calculăm capacitatea totală a circuitului oscilant:

$$C_t = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2_{med} \cdot L_C}$$

— calculăm coeficientul de conectare a circuitului acordat la circuitul de intrare al tranzistorului :

$$p_1 = \sqrt{\frac{2\pi \cdot B_{in} \cdot C_t}{g_{11}(1 + p_{11})}}$$

— aflăm valoarea capacității de intrare C_{11} a tranzistorului la frecvența f_{med} :

$$C_{11} = \frac{b_{11}}{2\pi \cdot f_0}$$

$$C' = \frac{C_t - C_L}{1 - p_1}$$

$$C'' = \frac{C_t - C_L}{p_1} - C_{11} - C_M$$

— pentru fiecare din cele trei frecvențe f_{min} ; f_{med} ; f_{max} găsim :

$$X_{AC} = 2\pi f(L_A + L_{AC}) - \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C_A}$$

unde L_A și C_A sînt inductanța, respectiv capacitatea antenei pe frecvența respectivă.

$$Z_{AC} = \sqrt{R^2_A + X^2_{AC}}; \quad X_{Ccupli} = \frac{1}{2\pi \cdot f(C'' + C_M) + b_{11}} \cdot \frac{C_t - C_L}{C_t}$$

$$p_A = \frac{2\pi \cdot f \cdot k_{AC}\sqrt{L_{AC} \cdot L_c}}{Z_{AC}} \qquad R_{in1} = \frac{1}{g_{11}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{(g_{11} \cdot X_{cupl\,1})^2}}$$

$$R_{in\,AC} = p_A^2 \cdot R_A$$

$$X_{in\,AC} = -p^2 \cdot X_{AC}; \quad X_{in\,1} = -X_{cupl\,1} \frac{1}{1 + \frac{1}{(g_{11} \cdot X_{cupl\,1})^2}}$$

$$R_c = \frac{2\pi f L_c}{Q} \qquad R_{ce} = R_{in\,AC} + R_c + R_{in1}$$

$$X'_c = R_c \cdot Q \cdot \frac{f - f_{med}}{f_{med}} \qquad X'_{ce} = X_{in\,AC} = X'_c + X_{in1}$$

pentru frecvența medie f_{med} considerăm $X_{ce} = 0$, iar pentru frecvențele extreme:

$$X_{ce} = X'_{ce} - X'_{cemed}$$

unde: $X'_{cemed} = X'_{ce}$

$$Z_{ce} = \sqrt{R'^2_{ce} + X^2_{ce}}$$

$$K_{inc} = p_A \frac{|X_{cupl_1}|}{Z_{ce}}$$

$$R'_{ce} = R_{in\,AC} + R_c$$

$$X''_{ce} = X_{ce} - X_{in1}$$

$$g_g = \frac{R'_{ce}}{X^2_{cupl\,1}}; \qquad b_g = -\frac{X''_{ce}}{X^2_{cupl\,1}}$$

— se calculează B; C; D; F_{tr}; E_{Av} ca în paragraful precedent.

— calculăm F_{in}: $F_{in} = \left(1 + \frac{R_c}{R_{in\,AC}}\right) F_{tr}$

— pentru frecvența f_{min} găsim atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară

$$\frac{1}{y_{inf1}} = 10 \lg (1 + \xi_{f1}^2) + 20 \lg \frac{f_{min} \cdot |X_A \cdot f_1|}{f_1 \cdot Z_{AC}} - 3 \quad (dB)$$

unde ξ_{f1} se determină ca în paragraful precedent și X_{Af1} este reactanța antenei la frecvența intermediară; Z_{AC} se ia pentru frecvența f_{min}.

Pentru acea frecvență din gamă care este apropiată de frecvența oscilatorului, găsim atenuarea relativă a canalului imagine:

$$\frac{1}{y_{1n1m}} = 10\lg(1 + \xi_{1m}^2) + 20\lg\frac{f_0 \cdot |X_{A1m}|}{f_{1m} \cdot Z_{AC}} - 3 \quad (dB)$$

unde ξ_{1m} se determină ca în paragraful precedent; X_{A1m} este reactanța antenei la frecvența imagine și Z_{AC} se ia pentru frecvența f_0.

1.10. Calculul antenei de ferită. Proiectarea antenei de ferită constă în a alege tipul, forma, secțiunea și dimensiunile barei; dimensiunile bobinelor și dispunerea lor pe bară; tipul și secțiunea firului, precum și stabilirea numărului necesar al spirelor, astfel ca pentru o inductanță dată să se obțină o înălțime efectivă cît mai mare, asigurîndu-se totodată posibilitățile unei variații a inductanței.

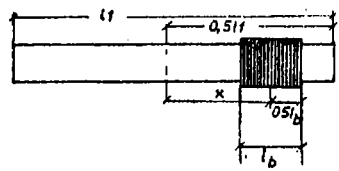


Fig. 131

Valoarea critică a factorului Q_{cr} depinde de o serie de factori, și anume: numărul circuitelor acordate din circuitul de intrare și felul cuplajului cu tranzistorul, gama frecvențelor de lucru, lărgimea minimă necesară a benzii de trecere în interiorul gamei, măsura în care lărgimea maximă a benzii este mai mare decît cea minimă, valorile abaterilor posibile ale parametrilor g_{11} și b_{11} ai tranzistorului față de valorile nominale și variațiile admisibile ale benzii de trecere și ale frecvenței de acord a circuitului de intrare.

Pentru circuit de intrare cu un singur circuit acordat cu cuplaj capacitiv interior cu tranzistor, pentru C_{11} și g_{11} constante, în limitele gamei, admițînd ca la frecvența maximă f_{max} banda de trecere să fie egală cu $B_{pres\ min}$, iar la frecvența f_{min} să fie de S_{1n} ori mai mare decît această valoare (luînd $S_{1n} > 1$), atunci:

$$Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{pres\ min}} S_{1n} \frac{\gamma^2 - 1}{\gamma^2 - S_{1n}}$$

Aici deosebim două cazuri :

— pentru $p_{11\ min} < \frac{\gamma + 1}{\gamma^2}$ $\quad Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} \left(\gamma + \frac{1}{p_{11\ min} \gamma^2} \right)$

— pentru $p_{11\ min} > \frac{\gamma + 1}{\gamma^2}$ $\quad Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} \left(1 + \frac{1}{p_{11\ min}} \right)$

În cazul circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator (sau autotransformator) cu tranzistorul, punînd condiția C_{11} și g_{11} = constant, dacă luăm la f_{min} o lărgime de bandă de trecere egală cu $B_{pres\ min}$ și se admite lărgirea ei spre frecvența f_{max} de S_{in}, ori (luînd $S_{in} > 1$), atunci :

$$Q_{cr} = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} \cdot \frac{\gamma^2 - \gamma}{\gamma^2 - S_{in} \gamma}$$

Pentru gamele UL și UM cele mai bune sînt barele din ferită cu permeabilitatea relativă inițială $\mu_i = 400 — 1\,000$.

Este bine de știut că

— pentru o lungime a barei și suprafață a secțiunii transversale date se obțin parametri ceva mai buni în cazul barei rotunde ;

— cei mai buni indici ai antenei se obțin dacă se alege un raport între lungime și diametru de aproximativ 50 ;

— creșterea dimensiunilor barei este avantajoasă și este limitată numai de gabaritul receptorului ;

— înălțimea efectivă crește cînd se apropie mărimea diametrului mediu al bobinei D_b de mărimea diametrului barei D_f, ceea ce impune realizarea bobinelor dintr-un singur strat cu carcase subțiri ;

— în cazul cînd antena funcționează într-o singură gamă, bobina trebuie plasată pe bară simetric față de capetele acesteia ;

— înălțimea efectivă este maximă dacă lungimea bobinei l_b este 0,6—0,7 din lungimea barei l_f ;

— în cazul antenei care lucrează pe două lungimi de undă, pe bară se pun două bobine plasate spre extremitățile barei. În acest caz, lungimea bobinei se recomandă a se lua (0,15—0,3)l_f.

Calculul numărului necesar de spire se face astfel :

Din grafic, pornind de la permeabilitatea inițială a feritei și de la raportul l_f/D_f, găsim permeabilitatea barei μ_f pentru

cazul $l_b = l_f$. Tot din grafic în funcție de mărimea rapoartelor l_b/l_f și $2x/l_f$, găsim coeficienții m_L și P_L (x fiind distanța dintre centrul bobinei și mijlocul barei).

Calculăm permeabilitatea:

$$\mu_L = \mu_f \cdot m_L \cdot P_L \left(\frac{D_f}{D_b}\right)^2.$$

Calculăm inductanța necesară bobinei fără bară:

$$L_a = \frac{L}{\mu_L}$$

unde: L = inductanța necesara a bobinei cu bară. Pentru antena care lucrează într-o singură gamă, aceasta este inductanța necesară a antenei.

Din grafic, funcție de mărimea raportului l_b/D_b, găsim coeficientul L_0, după care determinăm numărul necesar de spire:

$$n = 3{,}16 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_a}{L_0 \cdot D_b}}$$

Calculăm diametrul exterior al sîrmei din inegalitatea

$$d \leqslant \frac{0{,}8\, l_b}{n}$$

Dacă inegalitatea este prea mare, va trebui să se bobineze spirele foarte strîns.

Tipul de sîrmă se alege astfel ca să se asigure factorul de calitate dorit. Sîrma de cupru-email de 0,1 mm va permite obținerea unui factor de calitate de ordinul 50. Folosind sîrmă din liță, obținem un factor de calitate practic egal cu factorul de calitate al feritei (150—200).

Calculăm înălțimea efectivă a bobinei cu bară de ferită:

$$h_{ef} = \frac{\pi^2 \cdot D_b^2 \cdot n}{2\lambda} \mu_b$$

unde: λ = lungimea de undă

μ_b = permeabilitatea barei

$$\mu_b = \mu_f \cdot m_b \cdot p_b \left(\frac{Df}{D_b}\right)^2$$

Coeficienții m_h și p_h se iau din grafic.

În cazul că antena lucrează pe o singură gamă, aceasta este înălțimea efectivă a antenei. În cazul că antena lucrează pe două game, în calcul are mare importanță modul de comutare a bobinelor pentru schimbarea gamelor. De obicei, pe UL ambele bobine se conectează în serie; în acest caz înălțimea efectivă a antenei este suma înălțimilor efective, ținînd cont ca sensul de bobinare să fie același, iar inductanța se determină cu formula:

$$L_{bUL} = L_{UL} + L_{UM} + 2_k \sqrt{L_{UL} \cdot L_{UM}}$$

unde: L_{UL} și L_{UM} = inductanțele determinate pentru fiecare bobină în parte.

$$k = 0{,}2—0{,}4$$

Pentru trecerea pe UM, bobina de UL poate fi scurtcircuitată sau conectată în paralel cu bobina de UM.

În primul caz:

$$L_{bUM} = L_{UM}(1 - k^2) \text{ și } h_{ef} = h_{efUM} - h_{efUL} k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}$$

În cazul al doilea:

$$L_{bUM} = L_{UM} \frac{1 - k^2}{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} - 2k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}$$

$$\text{și } h_{ef} = h_{efUM} \frac{\frac{1 + h_{efUL} \cdot L_{UM}}{h_{efUM} \cdot L_{UL}} - k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}} \left(1 + \frac{h_{efUL}}{h_{efUM}}\right)}{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} - 2k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}$$

unde: h_{efUM} și h_{efUL} = înălțimile efective, determinate pentru fiecare bobină în parte.

Pentru cazul cînd pe UM bobina de UL se pune în scurtcircuit:

$$L_{UL} = L_{bUL} - L_{UM}(1 - 2k^2) -$$

$$- \sqrt{[L_{bUL} - L_{UM}(1 - 2k^2)]^2 - (L_{bUL} - L_{UM})^2}$$

$$L_{UM} = \frac{L_{bUM}}{1 - k^2}$$

Dacă ambele bobine se conectează în paralel, atunci:

$$\frac{L_{UM}}{L_{UL}} = \frac{1}{b + \sqrt{b^2 - 1}}$$

$$b = 0{,}5 \frac{L_{bUL}}{L_{bUM}} (1 - k^2) - 1 + 2k^2$$

$$L_{UL} = \frac{L_{bUL}}{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} + 2k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}$$

$$L_{UM} = L_{bUM} = \frac{1 + \frac{L_{UM}}{L_{UL}} - 2k \sqrt{\frac{L_{UM}}{L_{UL}}}}{1 - k^2}$$

Capitolul 2

CALCULUL AMPLIFICATORULUI DE RADIOFRECVENȚĂ

2.1. Amplificator aperiodic cu rezistență

Ordinea de calcul este următoarea:

— se adoptă valoarea indicelui de influență a reacției $\xi_r = 0{,}2—0{,}4$ și pentru trei puncte din gamă f_{min}; f_{med}; f_{max} găsim valoarea admisibilă a indicelui generalizat de cuplaj:

$$M = \frac{y_{21} \cdot y_{12}}{g_{11} \cdot g_{22} \cdot \xi_r}$$

unde: y_{21}; y_{12}; g_{11}; g_{22} sînt parametrii tranzistorului la frecvențele respective.

— determinăm indicele de cuplaj p_{22r} și rezistența R_e cu relațiile:

$$p_{22r} = \frac{1}{1 + p_{11}} - 1; \quad R_e = \frac{1}{g_{22} \cdot p_{22r}}$$

unde p_{11} = coeficientul de cuplaj calculat la circuitul de intrare.

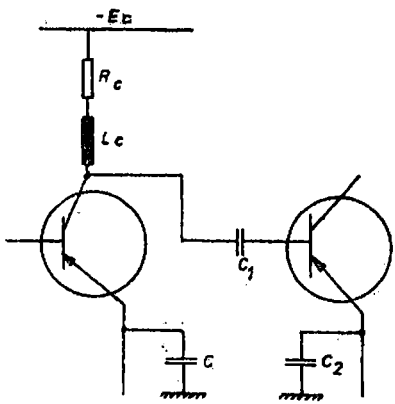


Fig. 132

Pentru $\gamma < 1{,}5$ ne limităm cu calculul la două frecvențe f_{min} și f_{max}, iar pentru $\gamma < 1{,}2$, la una din aceste frecvențe.

— calculăm rezistența R_c pentru obținerea amplificării $A_0 = 5—10$:

$$R_c = \frac{5 \div 10}{y_{21}}$$

— adoptăm valoarea variației relative admisibile $\xi_{\Delta c}$ a amplificării etajului, datorită dispersiei ce o poate avea $g_{11\,urm}$ față de valoarea nominală (în practică se ia $\xi_{\Delta c} = 0{,}1—0{,}3$)

— calculăm coeficientul de conectare a circuitului acordat la circuitul de ieșire al tranzistorului din etajul următor:

$$p_{11\,urm\,min} = \frac{1}{\xi_{\Delta c}} \delta g_{11\,urm} - 1$$

unde $\delta g_{11\,urm}$ este modulul variației relative maxime posibile a $g_{11\,urm}$.

— pentru frecvența f_{max} determinăm valoarea R_c necesară pentru asigurarea mărimii $p_{11\,urm\,min}$:

$$R_c = \frac{1}{p_{11\,urm\,min} \cdot g_{11\,urm}}$$

unde $g_{11\,urm}$ trebuie să corespundă la frecvența f_{max}.

Adoptăm pentru R_c valoarea cea mai apropiată de cea mai mică dintre valorile găsite mai sus.

— calculăm C_{22} și $C_{11\,urm}$:

$$C_{22} = \frac{b_{22}}{2\pi f_{max}} \qquad C_{11\,urm} = \frac{b_{11\,urm}}{2\pi f_{max}}$$

unde valoarea lui b_{22} și $b_{11\,urm}$ corespunde frecvenței f_{max}.

— Calculăm valoarea capacității C:

$$C = C_{22} + C_{11\ urm} + C_M$$

unde valorile C_{22} și $C_{11\ urm}$ sînt capacitățile de ieșire și intrare ale tranzistorului din etajul respectiv și din cel următor.

C_M — este capacitatea montajului

— calculăm frecvența limită:

$$f_{lim} = \frac{1 + g_{11urm} \cdot R_e}{2\pi \cdot C \cdot R_c}$$

— din grafic găsim valorile a_{max} și a_{min} corespunzător frecvențelor f_{max} și f_{min}, considerînd $Q = 0$.

— calculăm coeficienții de amplificare $A_{0\ max}$ și $A_{0\ min}$:

$$A_{0\ max} = \frac{y_{21} \cdot R_e \cdot a_{max}}{1 + g_{11urm} \cdot R_e}; \quad A_{0\ min} = \frac{y_{21} \cdot R_e \cdot a_{min}}{1 + g_{11urm} \cdot R_e}$$

unde valorile lui $g_{11\ urm}$ trebuie să corespundă la frecvențele f_{max}, respectiv f_{min}.

— calculăm valoarea neuniformității amplificării:

$$N_e = \frac{A_{0\ max}}{A_{0\ min}}$$

Dacă valoarea neuniformității amplificării găsită în bandă ne convine, luăm $L_c = 0$.

Dacă neuniformitatea este prea mare, atunci găsim grafic pentru Q o valoare pentru care se obține o valoare acceptabilă a neuniformității N_e, după care determinăm valoarea L_c cu formula

$$L_c = \frac{Q^2 \cdot R_e^2 \cdot C}{(1 + g_{11urm} \cdot R_e)^2}$$

2.2. Amplificator rezonant pentru gama UUS

Ordinea de calcul este următoarea:

— stabilim valoarea admisibilă a indicelui de influență a reacției $\xi_r = 0{,}2—0{,}4$

— pentru frecvența f_{med} stabilim valorile M și p_{22r} ca în paragraful precedent.

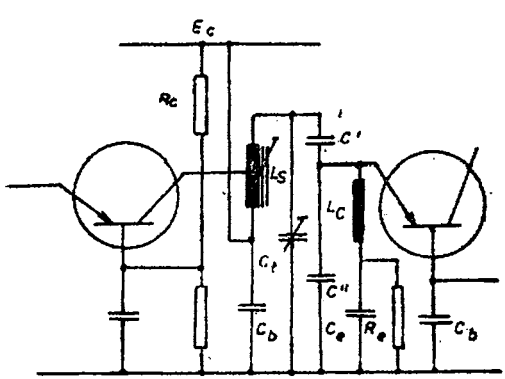


Fig. 133

— determinăm valoarea coeficientului de lărgire a benzii de trecere a circuitului acordat :

$$S_B = \frac{Q_{max} \cdot B_{min}}{f_{med}}$$

unde : B_{min} = banda de trecere necesară
Q_{max} = factorul de calitate maxim

— calculăm valorile p_{22s} şi $p_{11\ urm\ s}$ la frecvenţa f_{max} :

$$p_{22s} = p_{11\ urm\ s} = \frac{S_B + 1}{S_B - 1}$$

— adoptăm valorile coeficienţilor $\xi_B = 0{,}1—0{,}3$ şi $\xi_{\Delta f} = 0{,}25—0{,}5$, apoi găsim valorile coeficienţilor p_{22B} ; $p_{11\ urm\ B}$; $p_{22\Delta f}$ şi $p_{11\ urm\ \Delta f}$:

$$p_{22\ B} = \frac{\delta g_{22}}{\xi_D} - 1 \qquad \delta g_{11\ urm} = \frac{\Delta g_{11\ urm}}{g_{11\ urm}}$$

$$p_{11\ urm\ B} = \frac{\delta g_{11\ urm}}{\xi_B} - 1 \qquad p_{22\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}$$

$$\delta g_{22} = \frac{\Delta g_{22}}{g_{22}}$$

$$p_{11\ urm\ \Delta f} = \frac{\delta b_{11\ urm}\ |tg\ \varphi_{11\ urm}|}{2\xi_{\Delta f}} - 1 \qquad tg\ \varphi_{22} = \frac{b_{22}}{g_{22}}$$

$$\delta b_{22} = \frac{\Delta b_{22}}{|b_{22}|}; \quad \delta b_{11\,urm} = \frac{\Delta b_{11\ urm}}{|b_{11\ urm}|}; \quad tg\ \varphi_{11\ urm} = \frac{b_{11\ urm}}{g_{11\ urm}}$$

După care verificăm îndeplinirea condițiilor :

$$p_{22} \geqslant p_{22\Delta f} \qquad p_{11\ urm} \geqslant p_{11\ urm\ \Delta f}$$

Notăm cu p'_{22min} cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{22r}; p_{22s}; p_{22B}; $p_{22\Delta f}$ și cu $p'_{11\ urm\ min}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru $p_{11\ urm\ s}$; $p_{11\,urm\ B}$ și $p_{11\,urm\,\Delta f}$.

Dacă $p'_{22min} = p_{22\ s}$ și $p'_{11\,urm\,min} > p_{11\ urm\ s}$ atunci aflăm p'_{22s} cu formula :

$$p'_{22\,s} = \frac{1}{1 - \frac{1}{S_B} - \frac{1}{1 + p'_{11\ urm\ min}}} - 1$$

Luăm $p_{11\ urm\ min} = p'_{urm\ min}$, iar $p_{22\ min}$ îl luăm egal cu cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{22r}; p'_{22s}; p_{22B} și $p_{22\Delta f}$.

Luăm $p_{22\ min} = p'_{22\ min}$, iar $p_{11\ urm\ min}$ îl luăm egal cu cea mai mare dintre valorile: $p_{urm\ s}$, $p_{11\ urm}$ B și $p_{11\ urm}$ Δf.

Dacă $p'_{22\,min} > p_{22s}$ și $p'_{11\,urm\,min} = p_{11\ urm\ s}$ atunci calculăm cu formula:

$$p'_{11\ urm\ s} = \frac{1}{1 - \frac{1}{S_B} - \frac{1}{1 + p'_{22min}}} - 1$$

Dacă $p_{11\ urm\ min} > p_{11\ urm\ s}$; $p_{22\ min} > p'_{22\,s}$ sau $p_{22\ min} > p_{22s}$; $p_{11\ urm\ min} > p'_{11\ urm\ s}$ sau $p_{22\ min} > p_{22s}$ și $p_{11\ urm\ min} > p_{11\ urm\ s}$ atunci găsim valoarea efectivă a coeficientului de lărgire a benzii cu formula :

$$S'_B = \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + p_{22\ min}} - \frac{1}{1 + p_{11\ urm\ min}}}$$

Dacă valoarea S'_B, calculată cu formula de mai sus, este mai mică ca valoarea S_B, atunci micșorăm factorul de calitate de gol al circuitului acordat pînă la valoarea :

$$Q = \frac{f_{med} \cdot S'_B}{B_{min}}$$

În acest caz banda efectivă B de trecere a amplificatorului la frecvența f_{med} va fi egală cu B_{min}, în rest se aplică formula:

$$B = \frac{f_{med} \cdot S_B}{Q_{max}}$$

Calculăm inductanța totală a circuitului pentru două valori maxime:

$$L_{C\,max\,1} = \frac{1 + p_{11\,urm\,min}}{20\pi \cdot B \cdot g_{11\,urm}} \qquad L_{C\,max\,2} = \frac{1 + p_{22\,min}}{20\pi \cdot B \cdot g_{22}}$$

Dintre aceste două valori o alegem pe cea mai mică, care trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$L_{C\,max\,1} \geqslant L_C \leqslant L_{C\,max\,2}$$

după care se calculează:

$$C_t = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{med}^2 \cdot L_C} \qquad p_2 = \sqrt{\frac{2B \cdot \pi \cdot C_t}{g_{22}(1 + p_{22\,min})}}$$

$$R_{oc} = \frac{1}{2\pi B \cdot C_t}; \quad A_o = y_{21} \cdot R_{oc} \cdot p_2 \cdot p_{1\,urm}$$

$$p_{1\,urm} = p_2 \sqrt{\frac{g_{22}(1 + p_{22\,min})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm\,min})}}$$

Dacă amplificarea este prea mică, atunci mărim valoarea amplificării prin mărirea valorii S_B calculată cu relația:

$$S_{B\,max} = \frac{1}{1 - \frac{1}{1 + p_{22\,min}} - \frac{1}{1 + p_{11\,urm\,min}}}$$

unde: p_{22min} = cea mai mare valoare dintre valorile lui p_{22r}; p_{22B} și $p_{22\Delta f}$

$p_{11\,urm\,min}$ = cea mai mare valoare dintre valorile lui $p_{11\,urmB}$ și $p_{11\,urm\Delta f}$.

— calculăm capacitatea medie a condensatorului de aliniere:

$$C_{t\,med} = 0{,}1C_t + 0{,}2(C_L + C_M)$$

$p_{1\ urm}$

$$C_{11\ urm} = \frac{b_{11\ urm}}{2\pi f_{med}} \qquad C_{b1} \geq (30—50)\, C_t$$

unde $b_{11\ urm}$ corespunde frecvenței f_{med}.

— adoptăm pentru C_t' ; C_t'' și C_{b1} cele mai apropiate valori față de cele găsite pentru C_t' și C_t'' ± 5%, iar pentru C_b ± 20%.

— calculăm valorile inductanțelor :

$$L_{c\ min} = \frac{L_c \cdot f^2_{med}}{f^2_{max}} ; \quad L_{c\ max} = \frac{L_c \cdot f^2_{med}}{f^2_{min}} ; \quad L_{tc} = \frac{L_c \cdot p_2^2}{k^2 t_c}$$

— funcție de valorile p_2 și k_{1s} (coeficientul de cuplaj dintre partea superioară și inferioară a bobinei L_c), găsim din grafic valoarea $k_{f1}^2 = k^2$

— pentru frecvența f_{min} determinăm atenuarea relativă a canalului de frecvență intermediară cu formula:

$$\frac{1}{y_{ARFfi}} = 10 \lg(1 + \xi_{fi}^2) \quad (dB) \quad \xi_{fi} = Q_e\left(\frac{f_i}{f_e} — \frac{f_e}{f_i}\right)$$

— pentru frecvența f_{max} calculăm atenuarea relativă a canalului imagine :

$$\frac{1}{y_{ARFim}} = 10 \lg (1 + \xi_{im}^2) ; \qquad \xi_{im} = Q_e\left(\frac{f_{im}}{f_{max}} — \frac{f_{max}}{f_{im}}\right) ;$$

$$f_{im} = f_{max} + 2 f_i$$

— curba de rezonanță se calculează cu formula :

$$\frac{1}{y_{ARF}} = 10 \lg (1 + \xi^2) ; \qquad \xi = \frac{\Delta f}{0{,}5B}$$

Capitolul 3

CALCULUL ETAJELOR SCHIMBĂTOARE DE FRECVENȚĂ

3.1. **Calculul alinierii acordului oscilatorului și preselectorului.**

A asigura alinierea acordului oscilatorului și preselectorului înseamnă a proceda astfel încît la orice poziție a butonului de acord al radioreceptorului, frecvența oscilatorului f_{osc} să difere de frecvența de acord a preselectorului $f_{o\,pres}$ în plus (la alinierea superioară) sau în minus (la alinierea inferioară) cu o mărime egală cu frecvența intermediară f_i, adică să aibă loc egalitatea:

$$f_{osc} = f_{o\,pres} \pm f_i$$

Imprecizia alinierii în fiecare punct al gamei este definită de eroarea de aliniere:

$$\Delta f_{al} = f_{osc} - f_{o\,pres} - f_i$$

sau relativă:

$$\delta f_{al} = \frac{\Delta f_{al}}{f_{o\,pres}}$$

În gamele de US, unde raportul $\frac{f_{min}}{f_i}$ este mai mare, iar coeficientul de transfer mic, se pot obține rezultate bune cu două puncte de aliniere.

În gamele de UL și UM raportul $\frac{f_{min}}{f_i}$ este mic, iar coeficientul de acoperire mare, astfel că se pot obține rezultate satisfăcătoare numai printr-o aliniere în trei puncte.

Pentru un punct de aliniere exactă frecvența corespunzătoare acelui punct este:

$$f_i = f_{min} \frac{2\gamma}{1+\gamma}$$

pentru două puncte:

$$f_1 = f_{min} \cdot \gamma^{0,147} \text{ și } f_2 = f_{min} \cdot \gamma^{0,852}$$

și pentru trei puncte:

$$f_1 = f_{min} \cdot \gamma^{0,5} \qquad f_2 = f_{min} \cdot \gamma^{0,067} \qquad f_3 = f_{min} \cdot \gamma^{0,933}$$

3.2. Calculul oscilatorului şi al oscilatorului din schimbătorul de frecvenţă autooscilant pentru gamele UL; UM; US.

Calculul se începe cu alegerea componentei continue a curentului de emitor $i_{eoinit.}$ şi amplitudinii minime a tensiunii

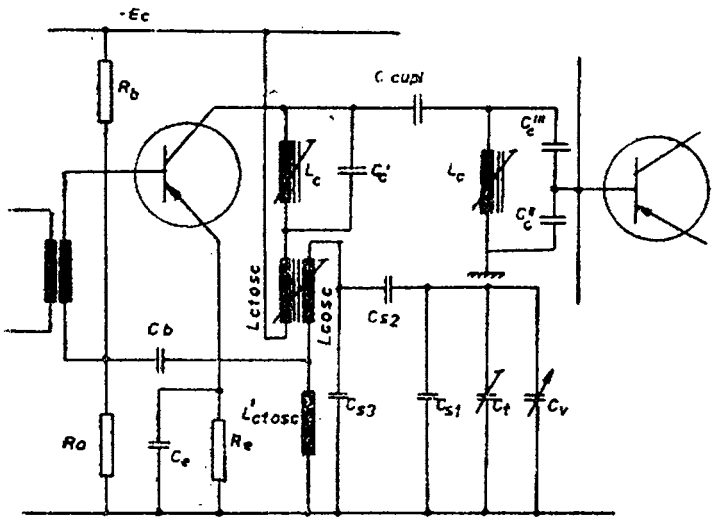


Fig. 134

emitor-bază $U_{e\,M\,min}$. Se recomandă $i_{eoinit.} = 0{,}5-1$ mA şi $U_{e\,M\,min} = 50-100$mV.

— calculăm valorile rezistenţelor R_e R_a R_b după formulele de la cap. 8.

Totodată trebuie îndeplinită condiţia:

$$a \leqslant 0{,}1-0{,}15 \text{ unde: } a = \frac{U_{e\,M\,min}}{R'_e \cdot i_{eoinit.}}$$

— găsim raportul între amplitudinea maximă a tensiunii de la colector şi amplitudinea minimă a acestei tensiuni:

$$K_U = \frac{E_C}{E_{C\,min}} \left[1 + \left(\frac{\Delta i_e}{i_e} \right)_\alpha + \delta_t \right] \frac{\gamma_{oso}}{1 - \left(\frac{\Delta i_e}{i_e} \right)_\alpha} \cdot \frac{1-a}{1-\gamma_{oso}}$$

unde: E_C și $E_{C\,min}$ sînt tensiunile nominale și minime ale sursei.

$$\left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha = \frac{R'_b}{R_e} \cdot \frac{1-\alpha_{min}}{2} \qquad R'_b = \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b}$$

unde δ_t este creșterea relativă admisibilă a curentului de colector la variația temperaturii mediului ambiant de la 20°C pînă la valoarea maximă

$$\gamma_{osc} = \frac{f_{max} + f_i}{f_{min} + f_i}$$

— calculăm valoarea admisibilă a amplitudinii tensiunii de colector

$$U_{C\,M\,max} = (E_C - i_{eo\,max} \cdot R_e - 0{,}5)0{,}6$$

$$i_{eo\,max} = i_{eo\,tpl}\left\{1 + \left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha + \delta_t\right\} + \frac{U_{e\,M\,min} \cdot K_u}{R_e}$$

— calculăm factorul de calitate al circuitului acordat:

$$Q' \quad Q\left(1 - \frac{U_{e\,M\,min}}{U_{C\,M\,max}} K_u \frac{1-\alpha_{min}}{2}\right)$$

— calculăm valoarea minimă a componentei de curent continuu a curentului de emitor, cînd există oscilația:

$$i_{eo\,min} = i_{eo\,tpl}\frac{E_{C\,min}}{E_C}\left[1 - \left(\frac{\Delta i_e}{i_e}\right)_\alpha + \frac{U_{e\,M\,min}}{R_e}\right]$$

— calculăm amplitudinea minimă a impedanței echivalente la rezonanță a circuitului acordat:

$$R_{eomin} = 2\pi f_{osc\,min} \cdot L_{cosc} \cdot Q' \qquad f_{osc\,min} = f_{min} + f_i$$

— calculăm amplitudinea minimă a curentului colectorului

$$I_{CM\,min} = 1{,}6\ i_{eo\,min}$$

— se determină coeficientul de conectare a circuitului acordat la circuitul de colector $p_{2\,osc}$ și la circuitul de emitor sau de bază $p_{1\,osc}$:

$$p_{2\,osc} = \sqrt{\frac{U_{C\,M\,max}}{I_{C\,M\,min} \cdot K_u \cdot R_{eomin}}} \qquad p_{1\,osc} = p_{2\,osc}\frac{U_{C\,M\,min}}{U_{C\,M\,max}} K_u$$

— calculăm inductanțele bobinelor

$$L_{tcosc} = L_{cosc} \cdot p_{1\,osc} \frac{L_{cosc} \cdot p^2_{1\,osc}}{K^2_{tcosc}(1 - p_{1osc})} = L'_{tcosc}$$

unde: K_{tcosc} = coeficientul de cuplaj între bobinele L_{tc} și L'_{tcosc}.

— verificăm îndeplinirea condițiilor

$$C_e \geqslant \frac{1}{(10 - 20)\pi \cdot f_{min}} \qquad C_b \geqslant \frac{1 - \alpha_{min}}{(10 - 20)\pi \cdot f_{min}}$$

— calculăm valorile capacităților

$$C_{sup11} = C_{1\,osc} - C_M - C_{t\,med}$$

$$C_{sup13} = C_{3\,osc} - C_L$$

$$C_{1\,osc} = C_{t\,osc\,min} - C_{v\,min}$$

$$C_{t\,osc\,min} = \frac{C_{v\,max} - C_{v\,min}}{\gamma^2_{osc} - 1} = \frac{C_{max} - C_{min}}{\gamma^2_{osc} - 1}$$

$$C_{3\,osc} = C_{t\,osc\,min} - C_{min}$$

$$C_{max} = \frac{(C_1 + C_{v\,max})C_2}{C_1 + C_{v\,max} + C_2} \qquad \gamma_{osc} = \frac{f_{max} + f_i}{f_{min} + f_i}$$

$$C_{min} = \frac{(C_1 + C_{v\,min})C_2}{C_1 + C_{v\,min} + C_2}$$

unde: $C_{t\,med}$ = capacitatea medie a condensatorului de aliniere.

3.3. **Calculul etajului de amestec cu o pereche de circuite acordate, cuplate mutual pentru $p_2 = 1$.**

Banda necesară de trecere a unui circuit acordat echivalent B_{ce} în cazul cel mai simplu, cînd blocul de frecvență intermediară conține „n" perechi de circuite acordate, cuplate mutual cu cuplaj constant și cu p = 1, se face cu ajutorul formulei:

$$B_{ce} = \frac{0{,}7B_{fi}}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}}$$

unde: B_{fi} = banda de trecere necesară a blocului.

Dacă nu există ARF, atunci valoarea indicelui p_{11} (care stabileşte gradul de cuplare a intrării tranzistorului etajului de amestec cu schema precedată lui) este cea găsită la calculul circuitului de intrare. Dacă avem ARF rezonant, atunci:

$$p_{11} = \frac{1}{R_{oe} \cdot g_{11\,conv} \cdot p_{1urm}^2} - 1$$

unde: R_{oe} şi $p_{1\,urm}$ sînt valori stabilite la calculul ARF.

$g_{11\,conv}$ = parametrul tranzistorului schimbătorului de frecvenţă.

Dacă există etaj ARF aperiodic, atunci:

$$p_{11} = \frac{1}{R_c \cdot g_{11\,conv}}$$

unde: R_c = rezistenţa din circuitul colectorului ARF.

— alegem valoarea admisibilă a indicelui de influenţă a reacţiei: $\xi_{react} = 0{,}2—0{,}4$.

— pentru două frecvenţe extreme ale gamei (pentru $\gamma < 1{,}5$ la frecvenţă mijlocie; iar pentru $\gamma < 1{,}2$ la oricare dintre frecvenţele extreme sau mijlocie) găsim valoarea admisibilă a indicelui de cuplaj generalizat

$$M = \frac{y_{21\,conv} \cdot y_{12\,conv}}{g_{11\,conv} \cdot g_{22\,conv} \cdot \xi_{react}}$$

unde: $y_{21\,conv}$, $y_{12\,conv}$, $g_{11\,conv}$, $g_{22\,conv}$ = parametrii tranzistorului în regim de conversie la frecvenţele respective.

— pentru aceleaşi frecvenţe găsim:

$$p'_{22} = \frac{M}{(1 + p_{11})q} - 1$$

unde q depinde de p şi se determină grafic.

— apoi găsim cea mai mică valoare p_{22}, pentru care reacția prin tranzistor pe frecvența intermediară nu are o influență esențială asupra funcționării schimbătorului de frecvență :

$$p_{22\,fi} = \frac{y_{21} \cdot y_{12}}{g_{22} \cdot \xi_{react} \sqrt{(b_g + b_{11})^2 + g_{11}^2}}$$

unde : b_g = susceptanța pe aceeași frecvență a generatorului echivalent pe care-l simte tranzistorul la bornele sale de intrare.

În cazul unui cuplaj capacitiv sau cu ARF :

$$b_g = 2\pi \cdot f_i \cdot C''$$

unde C'' = capacitatea condensatorului de cuplaj.

În cazul cuplajului prin transformator cu circuitele acordate :

$$b_g = -\frac{1}{2\pi \cdot f_i \cdot L_{ct}}$$

unde : L_{ct} = inductanța bobinei de cuplaj

— calculăm valoarea cea mai mică $p_{22} = p_{22s}$, pentru care reacția prin tranzistor pe frecvența semnalului nu are încă o influență deosebită asupra schimbătorului de frecvență :

$$p_{22s} = \frac{y_{21} \cdot y_{12} \cdot B_{ce}(1 + p^2)}{g_{11}(1 + p_{11}) g_{22} \cdot f_0 \cdot \xi_{react}} - 1$$

Aici g_{22} trebuie să corespundă frecvenței intermediare, iar ceilalți parametri ai tranzistorului trebuie să corespundă frecvenței f_0. Frecvența f_0 se ia aceea la care produsul $g_{11} \cdot (1 + p_{11})$ este minim.

— notăm cu $p_{22\,react}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru p_{22} ; p_{22fi} și p_{22s}

— calculăm valorile minime ale indicilor de cuplaj p_{22} și $p_{11\,urm}$ admisibile din punct de vedere al influenței pe care o manifestă variațiile $g_{22\,conv}$ și $g_{11\,urm}$ asupra benzilor de trecere a circuitelor acordate echivalente și a influenței pe care o manifestă variațiile $b_{22\,conv}$ și $b_{11\,urm}$ asupra frecvențelor de acord ale acestor circuite acordate :

$$p_{22B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{22\,conv}(1 + p^2) - 1$$

$$p_{11\ urm\ B} = \frac{1}{\xi_B}\delta g_{11\ urm}(1 + p^2) - 1;$$

$$p_{11\ urm\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\delta b_{11\ urm} \mid tg\varphi_{11\ urm} \mid (1 + p^2) - 1$$

$$p_{22\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}}\delta b_{22\ conv} \mid tg\ \varphi_{22} \mid (1 + p^2) - 1$$

unde: $\delta g_{22\ conv}$ și $\delta g_{11\ urm}$ = abaterile relative posibile ale lui $g_{22\ conv}$ și $g_{11\ urm}$ față de valorile nominale.

$\delta_{b22\ conv}$ și $\delta_{b11\ conv}$ = abaterile relative posibile ale b_{11urm} și $b_{22\ conv}$ față de valorile nominale cînd nu se pot folosi organele de reglaj ale circuitelor acordate.

$g_{11\ urm}$ și $b_{11\ urm}$ = parametrii tranzistorului primului etaj AFI.

ξ_B = variația relativă admisibilă a lățimii benzii de trecere a unui circuit acordat echivalent (practic $\xi_B = 0{,}1—0{,}2$).

$\xi_{\Delta f}$ = abaterea admisibilă a frecvenței de acord a unui circuit acordat echivalent raportată la lărgimea benzii lui de trecere (practic $\xi_{\Delta f} = 0{,}1—0{,}2$).

— se calculează valorile minime p_{22} și $p_{11\ urm}$ admisibile, din considerentul ca rezistențele introduse de tranzistori în primul și al doilea circuit acordat să lărgească benzile de trecere ale acestor circuite cel mult pînă la valoarea necesară B_{ce}:

$$p_{22s} = p_{11\ urms} = \frac{1 + p^2}{1 - \frac{Q_e}{Q_m}} - 1$$

$$Q_e = \frac{f_1}{B_{ce}}$$

— notăm cu p_{22} cea mai mare dintre valorile găsite pentru $p_{22\ react}$, $p_{22\ B}$, $p_{22\Delta f}$ și p_{22s}.

— notăm cu $p_{11\ nrm}$ cea mai mare dintre valorile găsite pentru $p_{11\ urmB}$, $p_{11\ urm\Delta}$ și $p_{11\ urms}$.

— calculăm factorii de calitate proprii, necesari la circuitele acordate de ieșire Q_2 și de intrare Q_1:

$$Q_2 = \frac{f_1}{B_{ce}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1 + p^2}{1 + p_{11\ urm}}}$$

$$Q_1 = \frac{f_1}{B_{ce}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1 + p^2}{1 + p_{22}}}$$

Dacă diferența dintre factorii de calitate găsiți nu depășește 10%, atunci luăm pentru ambele circuite acordate același factor de calitate:

$$Q = \frac{Q_1 + Q_2}{2}$$

Dacă diferența este mai mare de 10%, atunci se poate lua pentru ambele circuite acordate același factor de calitate, egal cu cel mai mare din cele două valori găsite, iar acela dintre circuitele acordate, al cărui factor de calitate trebuie să fie mai mic, se șuntează suplimentar cu rezistența:

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot f_1 \cdot C_t} \cdot \frac{Q_2 \cdot Q_1}{|Q_2 - Q_1|}$$

unde: C_t = capacitatea totală a circuitului acordat.

$$C_t = \frac{1}{2\pi \cdot B_{ce} \cdot (1 + p^2)} \cdot g_{22\ conv.} (1 + p_{22})$$

— calculăm inductanța

$$L_c = \frac{1}{2\pi \cdot f_1^2 \cdot C_t'}$$

În cazul cînd circuitele acordate sînt cuplate prin transformator, alegem valoarea C_t găsită cu formula de mai sus. În cazul cuplajului capacitiv trebuie să găsim:

$$C_t' = C_t \frac{1}{1 + p\frac{B_{ce}}{f_1}} \qquad C_{cupl} = C_t \frac{p\frac{B_{ce}}{f_1}}{1 - p\left(\frac{B_{ce}}{f_1}\right)^2}$$

— se calculează coeficientul de conectare a circuitului acordat de ieșire la circuitul de intrare al tranzistorului din primul etaj AFI:

$$p_{1\,urm} = \sqrt{\frac{g_{22\,conv}(1 + p_{22})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm})}}$$

În cazul cuplajului prin transformator:

$$L_{ct} = L_c \frac{p^2_{1urm}}{k^2_{ct}}$$

unde: k_{ct} = coeficientul de cuplaj între bobinele L_c și L_{ct}.

În cazul cuplajului capacitiv:

$$C''_t = \frac{C'_t}{p_{1\,urm}} \qquad C'''_t = \frac{C'_t}{1 - p_{1\,urm}}$$

— calculăm coeficientul de amplificare al schimbătorului de frecvență:

$$A_{osch} = y_{21\,conv} \cdot R_{oe} \cdot p_{11\,urm} \cdot \frac{p}{1 + p^2}$$

$$R_{oe} = \frac{1}{2\pi C_t \cdot B_{ce}}$$

— curba de rezonanță a schimbătorului de frecvență se calculează cu formula:

$$\frac{1}{y_{sch}} = 10 \lg \frac{(1 + p^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}{(1 + p^2)^2} \qquad (dB)$$

$$\xi = \frac{2\Delta f}{B_{ce}}$$

Tabel 4

Tipul de etaj AFI	circuitele din interiorul blocului AFI		circuitele de la ieșirea blocului AFI	
	p^2_{Tr1}	p^2_{Tr2}	p^2_{Tr1}	p^2_{Tr2}
Etaje cu un singur circuit în regim de amplificare maximă	$\frac{C_e}{C_{emax}}$	$\frac{R_{in}}{R_{ieș}}$	$\frac{C_e}{C_{emax1}}$	$\frac{R_{ind}}{R_{ieș}}$
Etaje cu un singur circuit în regim de amplificare fixă	$\frac{C_e}{C_{emax}}$	$\frac{b \cdot R_{in}}{a \cdot R_{ieș}}$	$\frac{C_e}{C_{emax}}$	$\frac{b \cdot R_{ind}}{a \cdot R_{ieș}}$
Etaje cu două circuite în regim de amplificare maximă	$\frac{C_e}{C_{emax1}}$	$\frac{C_{e1}}{C_{emax2}}$	$\frac{C_{e1}}{C_{emax1}}$	$\frac{C_{e1}}{C_{emax2}}$

Capitolul 4

CALCULUL AMPLIFICATORULUI DE FRECVENȚĂ INTERMEDIARĂ

Funcție de mărimea relativă a lărgimii benzii de trecere B_n deosebim:

— AFI de bandă îngustă cînd avem îndeplinită condiția: $\frac{B_n}{f_i} \leqslant 0{,}01 - 0{,}05$.

— AFI de bandă largă cînd avem îndeplinită condiția: $\frac{B_n}{f_i} > 0{,}5$.

4.1. AFI cu un singur circuit acordat

Valoarea absolută a coeficientului de amplificare în tensiune a etajului se determină cu relația:

$$A_1 = \frac{U_2}{U_{in}} = \frac{p_{Tr1} \cdot p_{Tr2} \cdot S \cdot R_{eo}}{\left(1 + p_{Tr1}^2 \frac{R_{eo}}{R_{ieș}} + p_{Tr2}^2 \frac{R_{oc}}{R_{in}}\right)\sqrt{1 + y^2 \cdot Q_e^2}}$$

unde: R_{oc} = impedanța proprie a circuitului la rezonanță.

— calculăm valoarea capacității totale a circuitului:

$$C_t = C_c + p_{Tr1}^2 \cdot C_{ieș} + p_{Tr2}^2 \cdot C_{in}$$

unde: C_c = capacitatea proprie a circuitului.

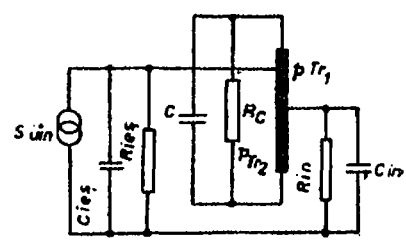


Fig. 135

Q_e = factorul de calitate a circuitului fără sarcină.

$$Q_e = \frac{Q_c}{1 + p_{Tr1}^2 \frac{R_{oc}}{R_{ieș}} + p_{Tr2}^2 \frac{R_{oo}}{R_{in}}}$$

unde Q_c = factorul de calitate a circuitului în sarcină.

$$y = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f}$$

unde: y = dezacordul relativ.

$R_{ieș}$ și $C_{ieș}$ = rezistența și capacitatea de ieșire ale tranzistorului din etajul analizat.

R_{in} și C_{in} = rezistența și capacitatea de intrare ale tranzistorului din etajul următor.

S = panta transformatorului la frecvența de acord a etajului (f_r).

Pentru $f = f_r$ ($y = 0$) coeficientul de amplificare a etajului la rezonanță se calculează cu formula:

$$A_{01} = \frac{p_{Tr1} \cdot p_{Tr2} \cdot S \cdot R_{oc}}{1 + p^2_{Tr1} \frac{R_{oc}}{R_{ieș}} + p^2_{Tr2} \frac{R_{oc}}{R_{in}}}$$

Condiția de realizare a regimului de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată este:

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{a \cdot C_o \cdot R_{ieș}}{1 - a(\tau_{in} + \tau_{ieș})}} \quad p_{Tr2} = \sqrt{\frac{a \cdot C_o \cdot R_{in}}{1 - a(\tau_{in} + \tau_{ieș})}} = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_{ieș}}}$$

$$a = \frac{\pi \cdot f_r}{Q_c}\left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right); \quad \tau_{in} = C_{in} \cdot R_{in} \qquad \tau_{ieș} = C_{ieș} \cdot R_{ieș}$$

— valoarea maximă a coeficientului de amplificare al etajului este:

$$A_{01} = \frac{A_{pot}}{\sqrt{\beta^2 + 1}}\left(1 - \frac{Q_c}{Q_o}\right) \quad A_{pot} = \frac{1}{2} S \sqrt{R_{in} \cdot R_{ieș}}$$

unde: A_{pot} = potențialul de amplificare al etajului.

Pentru ultimul etaj AFI, care are ca sarcină detectorul cu rezistența sa de intrare R_{ind}, avem următoarea relație de calcul pentru potențialul de amplificare al etajului respectiv:

$$A_{pot\,d} = \frac{1}{2} S \sqrt{R_{ind} \cdot R_{ieș}}$$

— regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată poate fi realizat dacă banda de trecere este :

$$B_n \leqslant \frac{B_{max}}{\psi_1(n)}$$

unde : B_{max} = banda de trecere maximă a etajului pentru care se poate realiza regimul de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată.

În situația cînd nu se îndeplinește această condiție, pentru asigurarea benzii de trecere se folosește șuntarea circuitelor cu o rezistență de șunt :

$$R_{\S} = \frac{R_{oc}}{\mu(\psi_1 n) - \frac{B_{max}}{B_n}}$$

— obținem cuplarea completă a circuitului oscilant în circuitul de colector al tranzistorului, cînd :

$$C_c = C_{c\,max} = \frac{1}{a \cdot R_{ieș}} - \frac{R_{in}}{R_{ieș}} - C_{in} + C_{ieș}.$$

— regimul de amplificare fixă pentru o bandă de trecere dată se obține pentru condiția :

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{a \cdot C_c \cdot R_{ieș}}{1 - b \cdot \tau_{in} - a \cdot \tau_{ieș}}}$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{b \cdot C_c \cdot R_{ieș}}{1 - b\tau_{in} - a\tau_{ieș}}} = p_{Tr1} \sqrt{\frac{b \cdot R_{in}}{a \cdot R_{ieș}}}$$

$$a,\ b = \frac{\pi \cdot f_r}{Q_c} \begin{cases} \left(1 - \frac{Q_s}{Q_c}\right)\left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{A_{max}}{A_{poi}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{Q_s}{Q_c}}\right)^2}\right] & \text{pt. } \frac{Q_s}{Q_c} > 0{,}1 \\ \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{A_{max}}{A_{poi}}\right)^2}\right] & \text{pentru } \frac{Q_s}{Q_c} \leqslant 0{,}1 \end{cases}$$

regimul poate fi realizat dacă se îndeplinește inegalitatea :

$$B_n \cdot \psi_1(n) \leqslant B_{max} =$$

$$= \frac{f_1/f_r}{\pi\left[\tau_{in}\left(1-\sqrt{1-\frac{A^2_{max}}{A^2_{pot}}}\right)+R_{ieș}(C_{cmin}+C_{ieș})\left(1+\sqrt{1+\frac{A^2_{max}}{A^2_{pot}}}\right)\right]}$$

În tabelul 4 se dau relații de calcul pentru coeficienții p_{tr1} și p_{tr2}.

4.2. AFI cu două circuite acordate

Aici avem cuplaje prin inductanță mutuală și prin capacitate exterioară a circuitelor din filtrele de bandă. Indiferent

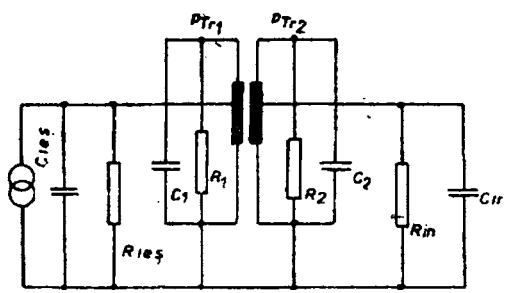


Fig. 136

de modul de cuplare a circuitelor, modulul coeficientului de amplificare al etajului AFI se determină cu relația :

$$A_1 = \frac{U_2}{U_{in}} = \frac{p_{Tr1} \cdot p_{Tr2} \cdot \beta \cdot S\sqrt{R_{oe1} \cdot R_{oe2}}}{\sqrt{(1+\beta^2 - y^2 \cdot Q_e^2)^2 + y^2 \cdot y_e^2 \cdot Q^6}}$$

$$R_{oe1} = \frac{R_{oc1}}{1 + p^2_{Tr1} \cdot \frac{R_{oc1}}{R_{ieș}}} = \frac{Q_{e1}}{2\pi f_0 \cdot C_{e1}}; \quad R_{oe2} = \frac{R_{oc2}}{1 + p^2_{Tr2} \frac{R_{oc2}}{R_{ieș}}} =$$

$$\frac{Q_{e2}}{2\pi f_{02} \cdot C_{e2}}$$

unde: R_{oc1} și R_{oc2} = impedanțele echivalente la rezonanță ale primului și ale celui de al doilea circuit.

$$C_{e1} = C_{o1} + p_{Tr1}^2 \cdot C_{1e_2}; \quad C_{e2} = C_{c2} + p_{Tr1}^2 \cdot C_{1n}$$

unde: C_{e1} și C_{e2} = capacitățile totale ale circuitelor.
R_{oc1}; R_{oc2}; C_{o1}; C_{c2} = impedanțele de rezonanță și capacitățile circuitelor.
β = coeficientul de cuplaj generalizat.

Pentru cazul cînd circuitele sînt acordate pe frecvența medie a benzii de trecere ($f_{01} = f_{o2} = f_1$) și are factorii echivalenți de calitate identici ($Q_{c1} = Q_{c2} = Q_e$), coeficientul de cuplaj generalizat are valoarea:

$$\beta = k_{cupl} \cdot Q_e \quad \text{și} \quad y_0 = 2$$

Pentru cazul cînd circuitele au factori echivalenți de calitate identici ($Q_{o1} = Q_{o2} = Q_e$), dar sînt acordate pe frecvențe diferite ($f_{o1} \neq f_{o2} \neq f_1$ și $f_{o1} \cdot f_{o2} = f_1^2$), coeficientul de cuplaj generalizat are valoarea:

$$\beta = Q_e \sqrt{k_{cupl} + \frac{(f_{o2} - f_{o1})^2}{f_1}} \quad \text{și} \quad y_0 = \frac{f_{o1} + f_{o2}}{\sqrt{f_{o1} \cdot f_{o2}}}$$

Pentru cazul cînd ambele circuite au factori echivalenți de calitate diferiți ($Q_{e1} \neq Q_{e2} \neq Q_e$), dar sînt acordate pe aceeași frecvență ($f_{o1} = f_{o2} = f_1$), coeficientul de cuplaj generalizat are valoarea:

$$\beta = k_{cupl} \sqrt{Q_{e1} \cdot Q_{e2}} \qquad y_0 = \frac{Q_{e1} \cdot Q_{e2}}{\sqrt{Q_{e1} \cdot Q_{e2}}}$$

Notînd cu y dezacordul relativ și cu k_{cupl} coeficientul de cuplaj al circuitelor filtrului de bandă, acesta are valoarea:
— pentru cuplaj cu transformator:

$$k_{cupl} = \frac{M}{L_1 \cdot L_2}$$

— pentru cuplaj cu capacitate exterioară:

$$k_{cupl} = \frac{C_{cupl}}{\sqrt{(C_{cupl} + C_{e1})(C_{cupl} + C_{e2})}}$$

— coeficientul de amplificare al etajului la frecvența f_i pentru $y = 0$ are valoarea :

$$A_{oi} = \frac{p_{Tri} + p_{Tri2} \cdot \beta \cdot S \sqrt{R_{coi} \cdot R_{coi}}}{1 + \beta^2}$$

— ecuația curbei de rezonanță se calculează cu formula :

$$p_i = \frac{A_i}{A_{oi}} = \frac{1 + \beta^2}{\sqrt{(1 + \beta^2 - y^2 \cdot Q_o^2)^2 + y^2 \cdot y_o^2 \cdot Q_o^2}}$$

— în cazul unui amplificator cu mai multe etaje avem relațiile de calcul :

$$A_{on} = A_{oi}^n = \left(\frac{(p_{Tri} \cdot p_{Tri2} \cdot \beta \cdot S \sqrt{R_{coi} \cdot R_{coi}}}{1 + \beta^2} \right)^n$$

$$p_n = p_i^n = \left[\frac{1 + \beta^2}{\sqrt{(1 + \beta^2 - y^2 \cdot Q_o^2)^2 + y^2 \cdot y_o^2 \cdot Q_o^2}} \right]^n$$

— valoarea necesară a factorului de calitate a circuitelor se calculează cu formula :

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \cdot \psi_i(n)} \qquad a_1 = \frac{\pi \cdot f_{oi}}{Q_{oi}} \left(1 - \frac{Q_{oi}}{Q_o} \right)$$

$$a_2 = \frac{\pi \cdot f_{oi}}{Q_{oi}} \left(1 - \frac{Q_{oi}}{Q_o} \right) \qquad p_{Tri} = \sqrt{\frac{2a_1 \cdot R_{ieş} \cdot C_{oi}}{1 - 2a_1 \cdot \tau_{ieş}}}$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{2a_2 \cdot R_{in} \cdot C_{oi}}{1 - 2a_2 \tau_{in}}} \qquad \tau_{in} = R_{in} \cdot C_{in}$$

$$\tau_{ieş} = R_{ieş} \cdot C_{ieş}$$

— coeficientul de amplificare al etajului este :

$$A_{oi} = A_{pot} \left[\frac{2\beta}{1 + \beta^2} \sqrt{\left(1 - \frac{Q_{oi}}{Q_o} \right) \left(1 - \frac{Q_{oi}}{Q_o} \right)} \right]$$

unde : A_{pot} = potențialul de amplificare.

Drept criteriu pentru posibilitatea de realizare practică a regimului de amplificare maximă pentru o bandă de trecere dată, avem :

$$B_n \leqslant \frac{B_{max}}{\psi_i(n)}$$

unde pentru B_{max} se ia cea mai mică dintre următoarele două valori:

$$B_{max\,1} = \frac{f_1/f_{01}}{2\pi \cdot R_{ies}(C_{ies} + C_{min1})} + \frac{f_1}{Q_o} \qquad B_{max\,2} =$$

$$= \frac{\frac{f_1}{f_{02}}}{2\pi R_{in}(C_{in} + C_{min2})} + \frac{f_1}{Q_o}$$

unde: $C_{min\,1}$ și $C_{min\,2}$ = valorile minime ale capacității proprii circuitelor filtrelor de bandă.

Capitolul 5

CALCULUL DEMODULATORULUI

5.1. Modulator de semnal modulat în frecvență și în fază

Există o mare varietate de scheme de demodulatoare de semnal MF, totuși, practic, în receptoarele cu tranzistori utilizăm două variante de scheme: discriminatorul de frecvență cu două circuite cuplate și detectorul de raport.

— Discriminator de frecvență cu două circuite cuplate (fig. 137).

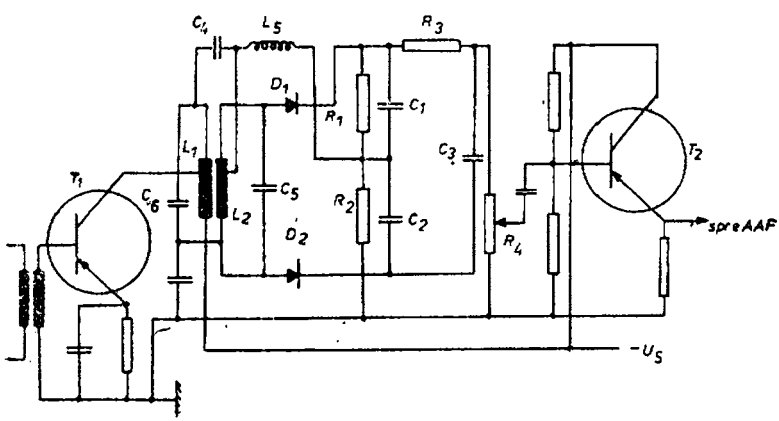


Fig. 137

Tensiunea de ieşire a discriminatorului U_d se află cu relaţia :

$$U_d = k \cdot U_1 \cdot \psi(\alpha, \beta)$$

unde : k = coeficient de proporţionalitate.

U_1 = amplitudinea tensiunii de la bornele circuitului L_1C_6.

$$\psi(\alpha, \beta) = \frac{\sqrt{1 + (\alpha + 0{,}5\,\beta)^2} - \sqrt{1 + (\alpha - 0{,}5\,\beta)^2}}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \alpha^2)^2 + 4\alpha^2}}$$

unde : α = dezacordul relativ generalizat.

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_1 \cdot Q_e}$$

β = coeficient generalizat de cuplaj între circuite.

$$\beta = k_{cupl} \cdot Q_e$$

k_{cupl} = coeficient constructiv de cuplaj.

Q_e = factorul echivalent de calitate al circuitelor.

Valorile L_1 şi L_2 se aleg la fel ca în etajele AFI, practic $L_1 = L_2$.

Rezistenţele de sarcină ale diodelor R1 şi R2 se iau egale, cu valoarea de 10—20 kΩ.

Capacităţile condensatoarelor C_1 şi C_2 se calculează din condiţia de obţinere a unor distorsiuni minime la detecţia frecvenţelor de modulaţie maxime f_{max} :

$$C_1 = C_2 \leqslant \frac{(4-5) \cdot 10^6}{f_{max} \cdot R_1} \quad (pF)$$

urmărind totodată a se respecta condiţia :

$$C_1 = C_2 \geqslant 10\,C_d - C_M$$

unde C_d şi C_M = capacitatea diodei, respectiv a montajului ; f_{max} în kHz ; R1 în kΩ.

Coeficientul de transfer al diodelor poate fi determinat cu formula coeficientului de transfer al demodulatorului cu diodă fără întîrziere :

$$K_d = \cos \cdot \theta \qquad 0 = \sqrt{\frac{3\pi}{S_d \cdot R_1}}$$

unde : θ = unghiul de tăiere al diodei.

S_d = panta diodei.

Circuitul oscilant L_1C_6 este conectat prin autotransformator la circuitul de colector al tranzistorului limitator, aceasta pentru a reduce acțiunea de șuntare asupra impedanței sale de ieșire.

În acest caz coeficientul de conectare se determină cu formula:

$$p_{cupl} = \sqrt{\frac{R'_{ieș}}{R_{oc}}\left(\frac{Q_o}{Q_e} - 1\right)}$$

unde: R_{oc} = impedanța proprie la rezonanță a circuitului egală cu:

$$R_{oc} = 2\pi f_1 \cdot L_1 \cdot Q_o$$

Q_o = factorul propriu de calitate al circuitului.

$R'_{ieș}$ = rezistența de ieșire a tranzistorului limitator egală cu (1,5—2) $R_{ieș}$.

$R_{ieș}$ = rezistența de ieșire a tranzistorului în regim de amplificare.

Constanta de timp a circuitului de preaccentuare τ_p se alege în limitele de 50—100 μs și se calculează cu formula:

$$\tau_p = R \cdot C \qquad \frac{1}{R} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_{in\,AAF}} \qquad C = C_3 + C_{in\,AAF}$$

Practic $R_3 = R_4 = R_{in\,AAF}$.

Tensiunea la intrarea AAF poate fi determinată cu relația:

$$U_{in\,AAF} = 0{,}33\ I_{c1} \cdot R_{oe} \cdot p^2_{cupl} \cdot K_d \cdot \psi(\alpha_{max}, \beta)$$

unde: I_{c1} = amplitudinea primei armonici a curentului de colector al tranzistorului limitator.

R_{oe} = impedanța echivalentă proprie la rezonanță a circuitului:

$$R_{oe} = 2\pi f_1 \cdot L_1 \cdot Q_e$$

Capacitatea condensatorului C_4(pF) se alege astfel încît căderea de tensiune de frecvență f_1 (MHz) de la bornele sale să fie neglijabilă.

$$C_4 \geqslant \frac{(3-5)10^4}{f_1 \cdot R_{oe}}$$

În formula de mai sus valoarea lui R_{oe} se ia în kΩ.

Inductanța bobinei de șoc se alege suficient de mare pentru a micșora influența sa asupra acordului circuitelor L_1C_6 și L_2C_5, îndeplinind condiția:

$$L_ș \geqslant (10—20)L_1$$

5.2. **Detectorul de raport.** În figura 138 se dă schema tip a unui detector de raport, iar mai jos redăm un model de calcul.

Dependența între tensiunea de ieșire a detectorului de raport $U_{ieș}$, tensiunea continuă U_0 de la bornele condensatorului C_5 și tensiunile redresate U_{01} și U_{02} de la condensatoarele C_1 și C_2 este:

$$U_0 = U_{01} + U_{02} \qquad U_{01} = U_{d1}\cdot\cos\theta_1 \quad U_{02} = U_{d2}\cdot\cos\theta_2$$

$$U_{ieș} = 0{,}5(U_{01} - U_{02}) = U_{01} - 0{,}5\,U_0$$

unde: U_{d1} și U_{d2} = amplitudinile tensiunilor aplicate diodelor D_1 și D_2.

θ_1 și θ_2 = unghiurile de tăiere ale curenților diodelor D_1 și D_2.

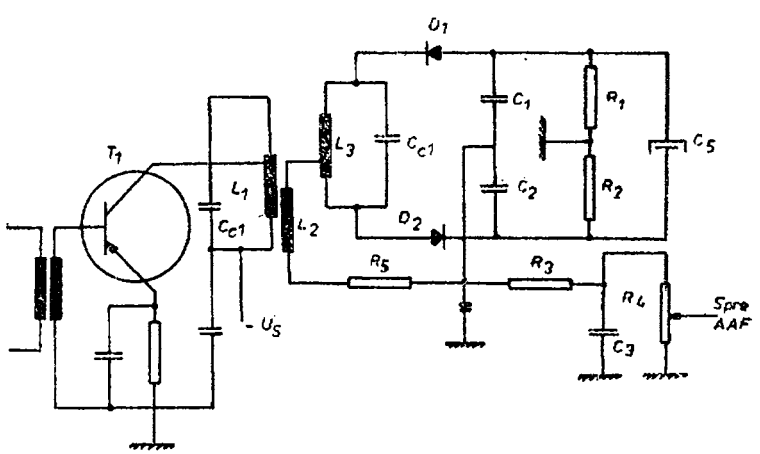


Fig. 138

Dacă circuitele celor două diode sînt complet identice ($C_1 = C_2 = C$ și $R_1 = R_2 = R_{pT}$) la funcționarea fără modulație ($f = f_1$), atunci putem considera:

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta_0$$

$$U_{d1} = U_{d2} = U_{d0} = \sqrt{U_2^2 + 0{,}25\,U_1^2}$$

$$\theta_0 = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_d \cdot R_{pT}}}$$

În regim de funcționare cu modulație de frecvență $U_{d1} \neq U_{d2} \neq U_{d0}$; valoarea maximă U_{d1} se obține cu formula:

$$U_{d\,max} = \sqrt{2}\,U_2\sqrt{1 + \sin\varphi} = \sqrt{2}\,U_2\sqrt{1 + \frac{A}{1 - A^2}}$$

$$A = \operatorname{tg}\varphi = \frac{2\Delta f_{max} \cdot Q_e}{f_1}$$

Funcționarea normală a detectorului de raport se asigură prin aplicarea la diode a tensiunii $U_{d\,min} = 50—150$ mV. Valorile rezistențelor R_1 și R_2 se iau de obicei egale cu: $R1 = R2 = 5—10$ kΩ. Constanta de timp $\tau_p = 50—100$ μs. Capacitățile condensatoarelor C_1, C_2 și C_4 (pF) se calculează din condiția de obținere a distorsiunilor minime la f_{max} (kHz):

$$C_1 = C_3 = C_4 \leqslant \frac{(4 - 5)10^5}{f_{max} \cdot R_{pT}}$$

R_{pT} se ia în kΩ.

Factorul de calitate echivalent al circuitelor Q_e se alege între limitele:

$Q_e = 30—50$ pentru $f_1 \leqslant 4$ MHz.

$Q_e = 50—75$ $f_1 \geqslant 6$ MHz.

Valorile inductanțelor și capacităților circuitului primar și circuitului secundar se calculează la fel ca la discriminatorul de frecvență.

Inductanța bobinei L_3 și factorul său de calitate se aleg pe baza expresiilor:

$$L_3 = (0{,}25—0{,}5)L_1 \qquad Q_3 = 40—60$$

Coeficienții constructivi de cuplaj între inductanțele L_1 și L_2, precum și între L_1 și L_3 se determină cu relațiile :

$$k_{cupl\ 1,2} = \frac{0,5}{Q_e} \qquad k_{cupl\ 1,3} = \frac{0,35 - 0,45}{Q_e}$$

Pentru determinarea coeficientului de conectare a circuitului primar la circuitul de colector al tranzistorului T_1 din ultimul etaj AFI, se folosește relația :

$$p_{cupl} = \sqrt{\frac{R_{ieș}}{R_{oc}}\left(\frac{Q}{Q_e} - 1\right)}$$

unde : R_{oc} ; Q și $R_{ieș}$ au aceleași semnificații ca la discriminatorul de frecvență.

Dacă $p_{cupl} > 1$, atunci se ia $p_{cupl} = 1$, iar în paralel pe circuit se conectează o rezistență de șunt a cărei valoare este :

$$R_ș = \frac{R_{oc}}{Q/Q_e - R_{oc}/R_{ieș} - 1}$$

Capacitatea condensatorului electrolitic se determină cu relația :

$$C_5 = \frac{0,1 - 0,25}{R_{pT}} \cdot 10^3 \qquad (\mu F)$$

unde R_{pT} se ia în kΩ, iar valoarea rezistenței R_5 se alege în limitele 10—20 kΩ.

5.3. **Discriminator de fază**

Discriminatorul de fază își găsește aplicabilitatea în sistemele de reglare automată a frecvenței prin fază, la care detectorul de fază este elementul de măsurare al sistemului (discriminator de fază).

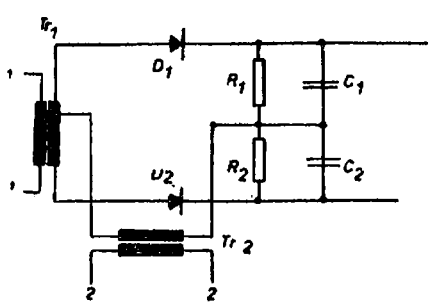


Fig. 139

Aici avem tensiunile : $U_2 = 0,5\ U_1$ și :

$$U_{ieș} = K_d \cdot 2\ U_2 \left(\left| \cos \frac{\varphi}{2} \right| - \left| \sin \frac{\varphi}{2} \right| \right)$$

unde K_d = coeficientul de transfer al demodulatorului:

$$K_d = \cos 0 \qquad 0 = \sqrt{3\pi/S_d \cdot R_1}$$

Rezistențele de sarcină $R_1 = R_2 = R_3$ se aleg astfel încît să avem:

$$R_{id} \leqslant R \leqslant R_{inv}$$

unde: R_{id} și R_{inv} = rezistențele directă și inversă ale diodelor.

Valoarea capacităților $C_1 = C_2 = C$ rezultă din:

$$C \geqslant \frac{10}{f \cdot R}$$

Rezistența de intrare la bornele 1—1:

$$R_{in\ 1\ 1} = \frac{R}{2\sqrt{2}\, p_{Tr1}^2} \cdot \frac{\sqrt{1 - \cos\varphi} + \sqrt{1 + \cos\varphi}}{(\sin\varphi)}$$

unde: p_{Tr1} = coeficientul de transformare al transformatorului Tr_1.

Rezistența de intrare la bornele 2—2:

$$R_{in\ 2-2} = \frac{R}{4\sqrt{2}\, p_{Tr2}} \psi_1(\varphi)$$

unde: p_{Tr2} = coeficientul de transformare al transformatorului Tr_2.

Practic, pentru funcție luăm valoarea: $\psi_1(\varphi) = 2$.

Capitolul 6

CALCULUL AMPLIFICATORULUI DE AUDIOFRECVENȚĂ

Amplificatorul de audiofrecvență are rolul de a amplifica semnalele de audiofrecvență (AF) corespunzătoare vorbirii sau muzicii și de a furniza la ieșire o putere de AF suficient

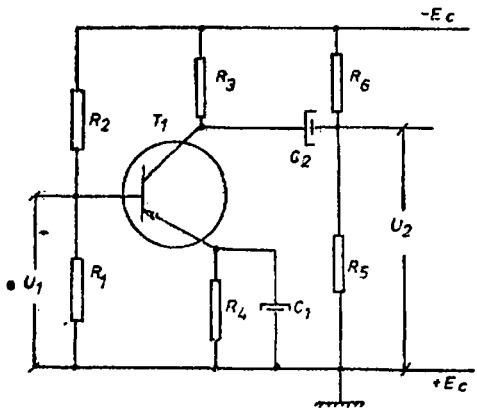


Fig. 140

de mare pentru a acționa difuzorul. În general, acesta este format dintr-un amplificator de semnal mic (ASm) și unul de semnal mare (ASM).

6.1. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic, cu cuplaj prin rezistență-capacitate

Amplificarea de tensiune a etajului în domeniul frecvențelor audio medii este dată de relația:

$$|A_{U_0}| = -\frac{h_{21E} \cdot R_s}{h_{11E} + R_s \cdot \Delta h_E} \qquad \Delta h_E = h_{11E} \cdot h_{22E} - h_{12E} \cdot h_{21E}$$

unde: h_{11E}; h_{22E}; h_{12E}; h_{21E} = parametrii hibrizi ai tranzistorului T_1 în punctul mediu de funcționare.

R_s = rezistența de sarcină totală a tranzistorului T_1 în circuitul de colector:

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_{inT2}}$$

R_{inT2} = rezistența de intrare a tranzistorului T_2.

În domeniul frecvențelor audio inferioare amplificarea de tensiune scade și este dată de relația :

$$|A_{Uj}| = \frac{|A_{Uo}|}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j \cdot C_2 \cdot R')^2}}} < |A_{Uo}| \qquad R' = R_3 + R_{int2}$$

unde : ω_j = pulsația pentru frecvențele audio inferioare.

Amplificarea relativă la frecvențele audio inferioare rezultă din :

$$\frac{1}{M_j} = \left|\frac{A_{Uj}}{A_{Uo}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j \cdot C_2 \cdot R')^2}}} < 1$$

unde : M_j = neuniformitatea admisă.

Calculăm frecvența minimă f_{min} la care amplificarea $|A_{Uj}|$ scade de M_j ori față de $|A_{Uo}|$:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R' \sqrt{M_j^2 - 1}}$$

Dacă se admite ca la f_{min} amplificarea $|A_{Uj}|$ să scadă de $|A_{Uo}|$ ori cu 3 dB (de 1,41 ori), atunci :

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R'}$$

Calculăm capacitatea C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} \cdot R' \sqrt{M_j^2 - 1}}$$

sau la o scădere de 3 dB :

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{min} \cdot R'}$$

În domeniul frecvențelor audio superioare, amplificarea de tensiune scade (față de domeniul frecvențelor audio medii) și este dată de relația :

$$|A_{Us}| = \frac{|A_{Uo}|}{\sqrt{1 + (\omega_s \cdot C_1 \cdot R_g)^2}} < |A_{Uo}|$$

unde: ω_s = pulsația pentru frecvențele audio superioare.
C_t = capacitatea totală în derivație pe ieșirea colector-emitor a tranzistorului.

$$C_t = C_{ieș} + C_m + C_{intT_2}$$

$$C_{ieș} = C_{CB} \cdot (1 + \beta) = \frac{C_{CB}}{1 - \alpha}$$

unde: C_{CB} = capacitatea colector-bază a tranzistorului T_1
α și β = coeficient de amplificare în curent static al tranzistorului T_1.
C_m = capacitatea parazită a montajului existentă între colectorul T_1 și masă.

Amplificarea relativă la frecvențele audio superioare se calculează cu formula:

$$\frac{1}{M_s} = \left| \frac{A_{Us}}{A_{Uo}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_s \cdot C_t \cdot R_s)^2}} < 1$$

unde: M_s = neuniformitatea admisă.

Calculăm frecvența maximă f_{max}, la care amplificarea A_{Us} scade de M_s ori față de A_{Uo}:

$$f_{max} = \frac{\sqrt{M_s^2 - 1}}{2\pi \cdot C_t \cdot R_s}$$

Dacă se admite ca la f_{max} amplificarea A_{Us} să scadă față de A_{Uo} cu 3 dB, atunci:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi C_t \cdot R_s}$$

Amplificarea de curent se calculează cu relațiile:
— la frecvențe audio medii:

$$|A_{Io}| = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} \cdot R_s}$$

— la frecvențe audio inferioare:

$$|A_{Ij}| = \frac{|A_{Io}|}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_j \cdot C_s \cdot R')^2}}}$$

— la frecvențe audio superioare :

$$|\dot{A}_{1s}| = \frac{|A_{1o}|}{\sqrt{1 + (\omega_s \cdot C_1 \cdot R_s)^2}}$$

Amplificarea de putere este egală cu :

$$A_p = |A_{Uo}| \cdot |A_{1o}|$$

Capacitatea condensatorului C_2 :

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot R' \sqrt{M_1^2 - 1}} \quad \text{sau} \quad C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_{min} \cdot R'}$$

Capacitatea condensatorului de decuplare C_1 din circuitul emitor :

$$C_1 \geqslant \frac{5 \div 20}{2\pi f_{min} R_4} \quad \text{sau} \quad C_1 \geqslant \frac{h_{11E}}{2\pi \cdot f_{min} \cdot h_{11E}}$$

$$R_4 = \frac{U_{Eo}}{I_{Eo}} = \frac{U_{Eo}}{I_{co} + I_{Bo}}$$

unde : U_{Eo} = tensiunea între emitor și masă.
I_{EO} ; I_{CO} ; I_{BO} = curenții tranzistorului.

$$R_3 = \frac{U_{R3}}{I_{co}} = \frac{E_c - U_{EO} - U_{CEO}}{I_{co}}$$

unde : U_{CEo} = tensiunea între colectorul și emitorul tranzistorului T_1.

$$R_1 = \frac{R_4 \cdot I_{EO} - U_{BEO}}{I_D} = \frac{R_4 \cdot I_{CO} - U_{BEO}}{I_D} = \frac{U_{EO} - U_{BEO}}{I_D}$$

$$R_2 = \frac{E_c - R_1 \cdot I_D}{I_D + I_{BO}}$$

unde : I_D = curentul care circulă prin rezistențele R_1 și R_2.
U_{BEo} = tensiunea între bază și emitor în punctul mediu de funcționare.

Coeficientul de stabilitate al schemei față de influența variațiilor de temperatură se calculează cu relația :

$$S = \frac{1}{1 + \frac{\beta \cdot R_4}{R_{ech} + R_4}} < 1 \qquad R_{ech} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Valoarea rezistenței de intrare a tranzistorului este:

$$R_{in\,T_1} = \frac{h_{11E} + \Delta h_E \cdot R_s}{1 + h_{22E} \cdot R_s}$$

6.2. Calculul amplificatorului prefinal cuplat direct cu etajul final

Se cunosc: R_g — rezistența de ieșire a etajului prefinal; R_{inf} — rezistența de intrare a etajului final; e — semnalul pe

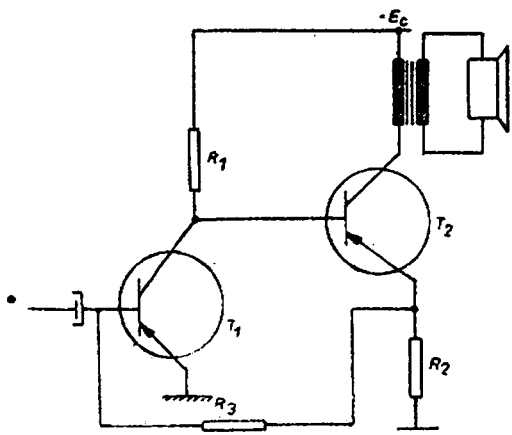


Fig. 141

care trebuie să-l furnizeze etajul prefinal la intrarea etajului final; banda de trecere; f_{min}; f_{max}; M_j; M_s; tensiunea bateriei E_c; rezistența $R_s = 50—100\ \Omega$.

$$R_1 = \frac{E_c - U_{BT_2}}{I_{COT_1}} = \frac{E_c - U_{CEOT_1}}{I_{COT_1}}$$

Rezistența de sarcină totală din circuitul colector al rezistorului prefinal T_1 este: $R_s = R_1 \,||\, R_{inf}$.

Calculăm performanțele etajului prefinal cu relația:

$$A_{Uo} = \frac{R_{21E} \cdot R_s}{h_{11E} \cdot \Delta h_E \cdot R_s} \qquad A_{Io} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} \cdot R_s}$$

6.3. Calculul amplificatorului de audiofrecvență: de semnal mare în clasa A cu un tranzistor

Dacă puterea utilă în difuzor este P_{dif}, atunci puterea utilă necesară în circuitul de colector va fi:

$$P_{UC} = \frac{P_{dif}}{\eta_{Tr}} > P_{dif}$$

Puterea utilă în circuitul de colector:

$$P_{UC} = \frac{1}{8}(U_{CE\ max} - U_{CE\ min})(i_{C\ max} - i_{C\ min})$$

Puterea absorbită de etaj de la baterie:

$$P_a = U_{CO} \cdot I_{CO} + (R_4 + r_1) I_{CO}^2$$

Puterea maximă disipată de tranzistor (fără semnal):

$$P_d = U_{CEO} \cdot I_{CO}$$

Randamentul etajului:

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{UC}}{P_a}$$

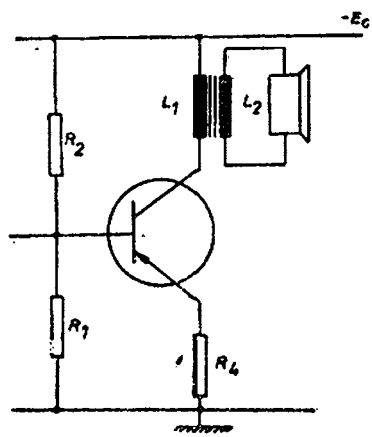


Fig. 142

Randamentul tranzistorului

$$\eta_T = \frac{P_{UC}}{U_{CEO} \cdot I_{CO}}$$

Rezistența de sarcină în curent alternativ în primarul transformatorului

$$r_s = \frac{U_{CEO} - U_{C\ min}}{i_{C\ max} - I_{CO}}$$

Puterea necesară la intrarea bază-emitor:

$$P_{in} = \frac{(U_{BE\ max} - U_{BE\ min})(i_{B\ max} - i_{B\ min})}{8}$$

Rezistența de intrare:

$$R_{in} = \frac{u_{BE\ max} - u_{BE\ min}}{i_{B\ max} - i_{B\ min}}$$

Amplitudinea tensiunii de semnal la intrarea bază-emitor :

$$U_{in} = \sqrt{2P_{in} \cdot R_{in}}$$

Amplitudinea curentului de semnal, de bază :

$$I_{in} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{R_{in}}}$$

Amplificarea de putere de la bază la colectorul tranzistorului :

$$A_p = \frac{P_{uc}}{P_{in}}$$

Puterea furnizată de etajul prefinal :

$$P_g = \frac{(e_{g\,max} - e_{g\,min})(i_{B\,max} - i_{B\,min})}{8}$$

Se determină caracteristica dinamică $i_c = f(e_g)$ în care prin e_g se înțelege tensiunea furnizată de generatorul echivalent cu etajul prefinal care are rezistența proprie R_g.

În cazul că pentru R_g rezultă distorsiuni prea mari, se refac calculele și graficul.

Raportul de transformare $n = \frac{n_2}{n_1}$ se află cu relația :

$$n = \sqrt{\frac{R_{int}}{\eta_{Tr} \cdot R_s}}$$

Rezistențele r_1 și r_2 :

$$r_1 = \frac{(1 - \eta_{Tr})R_s}{2} \qquad r_2 = \frac{(1 - \eta_{Tr})R_{int}}{2\eta_{Tr}}$$

Inductanța înfășurării primare :

$$L_1 \geq \frac{R_s}{2\pi f_{min}\sqrt{M_j^2 - 1}} \qquad R_s \simeq R_g - R_i$$

Inductanța de scăpări necesară transformatorului :

$$L_s \leq \frac{(R_{ieș} + R_s)\sqrt{M_s^2 - 1}}{2\pi f_{max}} \qquad \frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1}$$

$$R_{ieș} = \frac{h_{11E} + R_g}{\Delta h_E + h_{22E} \cdot R_g}$$

unde : R_3 = rezistența din circuitul de colector al tranzistorului precedent.

Coeficientul de scăpări al transformatorului :

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1} \qquad R_4 \doteq \frac{U \cdot R_4}{I_{BO}} = \frac{E_C - r_1 \cdot I_{CO} - U_{CEO}}{I_{BO}}$$

$$C_1 \geq \frac{5 - 20}{2\pi f_{min} \cdot R_4} \qquad R_1 = \frac{U_{BO} - U_{BO}}{I_D}$$

$$R_2 = \frac{E_C - R_1 \cdot I_D}{I_D + I_{BO}}$$

unde : I_D = curentul care circulă prin rezistențele R_1 și R_2.

U_{BEO} = tensiunea între bază și emitor în punctul mediu de funcționare.

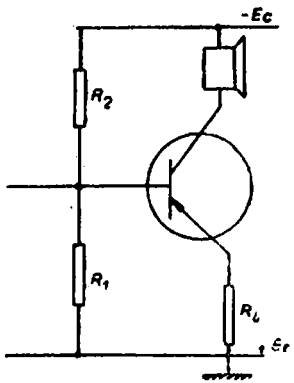


Fig. 143

Este posibil să se realizeze amplificator final clasă A fără transformator de ieșire, cu sarcina R_d introdusă direct în circuitul de colector. În acest caz avem relațiile (fig. 143) :

$$U_{CEO} \simeq \frac{E_C}{2} \qquad P_u = \frac{1}{8} E_C \cdot i_{c\ max} = \frac{1}{2} U_C \cdot I_D$$

$$P_a = E_C \cdot I_0 \qquad \eta = \frac{P_u}{P_a}$$

Rezistența R_4 poate lipsi. Schema este folosită numai pentru puteri mici.

Capitolul 7

CALCULUL RAA

7.1. Calculul reglajului automat al amplificării

Reglajul automat al amplificării se folosește pentru protecția receptorului împotriva supraîncărcării și a pierderii

semnalului în cazul variațiilor mari ale amplitudinilor semnalelor de la intrare.

De obicei se folosesc sisteme RAA cu reacție. În condiții tehnice se impune variația tensiunii de intrare:

$$P_{in} = \frac{U_{1\,max}}{U_{1\,nom}} \qquad P_{leg} = \frac{U_{2\,max}}{U_{2\,nom}}$$

Cînd semnalul crește față de valoarea nominală pînă la valoarea maximă, coeficientul de reglare a amplificării se micșorează de la $K_{reg\,max}$ la $K_{reg\,min}$. Gradul necesar de variație a coeficientului K_{reg} se determină prin inegalitatea:

$$\sigma = \frac{K_{reg\,max}}{K_{reg\,min}} \geqslant \frac{P_{in}}{P_{leg}}$$

Valoarea K_{reg} poate fi modificată fie prin modificarea regimului tranzistorilor în curent continuu, fie cu ajutorul unor elemente neliniare suplimentare, păstrînd neschimbat punctul de funcționare a etajelor amplificatoare.

Scheme de reglare a regimului de funcționare:

Reglarea se poate executa prin variația curentului I_c sau prin variația tensiunii colector-emitor U_{cc}. Reglarea prin variația tensiunii U_{ce} este eficace numai pentru $|U_{ce}| < (1 \div 1{,}5\ V)$.

Reglarea prin variația tensiunii U_{ce} este însoțită de distorsiuni mari de neliniaritate și de frecvență și se folosește rar.

În majoritatea schemelor parametrul reglat este curentul I_c.

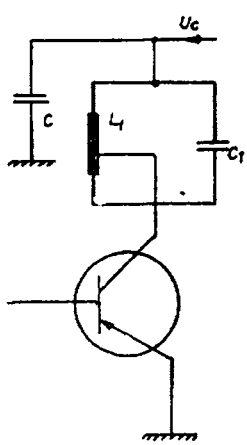


Fig. 144

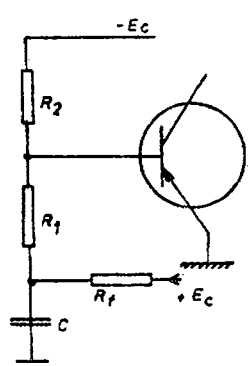


Fig. 145

Variația curentului I_c se poate face prin aplicarea unei tensiuni de comandă pe baza sau pe emitorul etajelor reglate. Cel mai des se utilizează comanda pe bază, folosindu-se proprietățile de amplificare ale tranzistorilor reglați.

Aici rezistența filtrului RAA se alege din condiția :

$$R_F \geq \frac{5 \div 20}{g_{inomax}}$$

unde : $g_{ino\ max}$ = conductanța de intrare a tranzistorilor în curent continuu maxim

În regim inițial $I_c = I_{c\ max}$ și $g_{ino} = g_{ino\ max}$.

Pentru calculul dispozitivului RAA trebuie cunoscută dependența coeficientului de amplificare de parametrul de reglare, deci caracteristica de reglare $A(I_c)$. Funcția $A(I_c)$ este influențată de variația pantei S, care la joasă frecvență se determină cu formula :

$$S = \frac{a \cdot I_c}{1 + a \cdot b \cdot I_c} \qquad a = \frac{e}{m \cdot k \cdot T}$$

unde : e = sarcina electronului.
k = constanta lui Boltzman.
T = temperatura absolută.
m = 1 ÷ 1,1 pentru germaniu și m = 2 pentru siliciu.

$$b = \frac{r_{bb'}}{\beta}$$

unde : $r_{bb'}$ = rezistența cristalului bazei.
β = coeficientul de amplificare în curent.

Pentru tranzistoare de putere mică valoarea b se ia egală cu 0,7 ÷ 5.

Cunoscînd valorile $r_{bb'}$ și β în regim tip, putem determina valoarea S pentru orice etapă de reglare.

În domeniul frecvențelor înalte, funcția $S(I_c)$ are caracter complex. Aici se manifestă variația constantei de timp a circuitului de intrare care se calculează cu relația :

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_\alpha}$$

Această constantă este legată de frecvența limită f_α prin relația :

$$\tau = \frac{S \cdot r_{bb'}}{2\pi f_\alpha}$$

Valoarea τ crește odată cu creșterea curentului I_c, de aceea pentru $\omega \cdot \tau \geqslant 1$ avem:

$$|S| = \frac{S}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot \tau^2}}$$

Calculăm valoarea relativă:

$$q = \frac{I_c}{I_{c\,max}}$$

Dependența $|S|(q)$ se scrie:

$$|S| = a \cdot I_{c\,max} \cdot q \cdot M_1(q) \cdot M_2(q) \qquad M_1 = \frac{1}{1 + a \cdot b \cdot I_{c\,max} \cdot q}$$

$$M_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \cdot \tau^2_{max} q^2}}$$

unde coeficienții M_1 și M_2 se determină din grafice.

Pentru conductanțele g_{in} și $g_{ieș}$ avem relațiile:

$$g_{in} = q \cdot g_{in\,max} \qquad g_{ieș} = q \cdot g_{ieș\,max}$$

Cu ajutorul relațiilor de mai sus determinăm și studiem funcția $A(q)$ pentru principalele tipuri de etaje reglate.

Coeficientul de amplificare pentru amplificatorul cu un singur circuit poate fi scris sub forma:

$$A = \frac{U_{b2}}{U_{b1}} = \frac{1}{1 + \frac{g_{r\,max}}{g_e} q}; \quad g_0 = \frac{1}{R_{ee}}$$

unde g_0 = admitanța proprie la rezonanță a circuitului.

$$g_r = p^2_{cupl1} \cdot g_{in\,2} + p^2_{cupl2} \cdot g_{ieș\,1}$$

unde g_r = conductanța reflectată.

Coeficientul care reflectă influența cuplajului între etaje asupra reglării îl notăm cu simbolul M_3, adăugînd un indice egal cu numărul de circuite.

$$M_{3n} = \frac{1}{1 + \frac{g_{r\,max}}{g_e} q}$$

Dacă inductanța introdusă în circuit nu variază cu reglarea, funcția A(q) are forma :

$$A = \frac{p_{cupii} \cdot p_{cupii} |S|}{g_=} M'_{3n} \qquad M'_{3n} = \frac{1}{1 + \frac{g_{\sim max}}{g_=} q}$$

unde : $g_=$ = suma dintre conductanța la rezonanță a circuitului și conductanța introdusă care nu variază prin reglare.

$g_\sim$ = conductanța în curent alternativ proporțională cu q.

Dacă circuitele au parametri identici, etajul cu filtru cu două circuite are amplificarea :

$$A = \frac{p_{cupii} \cdot p_{cupii} |S| \rho}{k_{cupi}} M_{32} \qquad M_{32} = \frac{1}{1 + \frac{d_0^2}{k_{cupi}^2} \left(1 + \frac{d_{r\,max}}{d_0} q\right)^2}$$

unde : ρ = impedanța caracteristică.

d_0 = amortizarea circuitului în gol.

k_{cupi} = coeficient de cuplaj între circuite.

Influența tensiunii de comandă U_c asupra parametrului reglat I_c se poate evalua cu ajutorul relației :

$$N = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_c}$$

Dacă nu luăm în considerare acțiunea elementelor de stabilizare a regimului, atunci, pentru tranzistoarele comandate pe bază, avem relația :

$$N = \frac{S}{g_{ino}\left(R_p + \frac{1}{g_{ino}}\right)}$$

În receptoare cu tranzistoare funcțiile demodulatorului de semnal și ale detectorului RAA sînt de obicei îndeplinite de o singură diodă.

În sistemele fără întîrziere coeficientul de transfer al circuitului de comandă este:

$$K_c = \frac{U_c}{U_s} = K_d \cdot A_m$$

unde: K_d și A_m sînt coeficienții de transfer al detectorului RAA și coeficientul de amplificare al amplificatorului RAA.

Curenții de colector ai etajelor reglate de RAA variază după legea:

$$I_{cf} = I_{c\ max\ f} - N_f \cdot K_{cf} \cdot U_s$$

Pentru ca circuitul de comandă să poată asigura variația necesară q_{min} trebuie ca pentru fiecare etaj să fie îndeplinită condiția:

$$N_f \cdot K_c = \frac{I_{c\ max f}(1 - q_{min f})}{U_{s\ max}}$$

Dacă condiția de mai sus nu este îndeplinită, atunci folosim sistemul RAA cu amplificare.

Condensatorul C_f este șuntat de conductanța g_{in} și timpul său de reîncărcare se determină cu relația:

$$\tau_f = \frac{C_f \cdot R_f}{1 + g_{ino} \cdot R_f}$$

Capitolul 8

CALCULUL CIRCUITELOR DE ALIMENTARE

Dacă circuitele de alimentare nu conțin elemente neliniare, atunci se poate considera că tranzistorul are în fața sa (la bornele de intrare) un generator echivalent, format din trei t.e.m. și trei rezistențe interne legate în stea (fig. 146).

Rezistențele interne ale generatorului nostru se pot determina cu ajutorul formulelor:

$$R'_b = \frac{R_{eb} + R_{ob} - R_{eo}}{2}$$

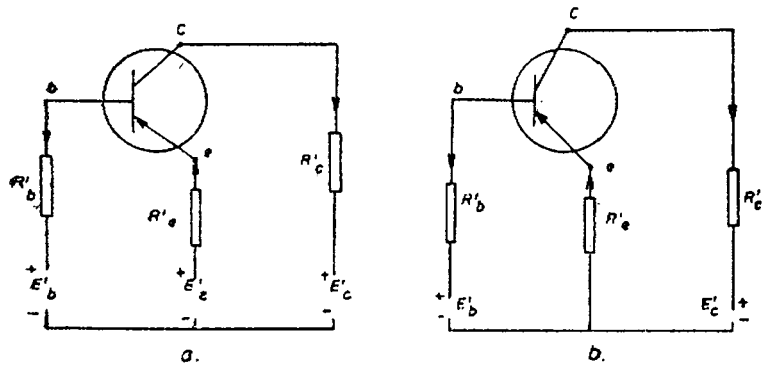


Fig. 146

$$R'_0 = \frac{R_{eb} + R_{ce} - R_{cb}}{2}$$

$$R'_c = \frac{R_{ce} + R_{cb} - R_{eb}}{2}$$

unde R_{eb}; R_{cb}; R_{ce} sînt rezistenţele măsurate între punctele *c* şi *b*; *e* şi *b*; *c* şi *e*, în lipsa tranzistorului.

T.e.m. a generatorului se determină cu relaţiile:

$$E'_b = u'_{be} + E_0$$

$$E'_e = E_0$$

$$E'_c = u'_{ce} + E_0$$

unde: u'_{be} şi u'_{ce} sînt tensiunile între punctele *b* şi *e*; *c* şi *e*, în lipsa tranzistorului.

E_0 = o constantă.

În cazul $E_0 = 0$ obţinem schema *b*.

Variaţia curentului i_e, în funcţie de tensiunea u_{eb} dintre emitor şi bază, se poate aproxima ca o funcţie exponenţială:

$$i_e = j_{0e}(e^{wu} - a)$$

unde: j_{0e} = curentul joncţiunii p—n polarizată invers cu tensiune mare.

a = o constantă.

$$w = \frac{q}{K \cdot T}$$

unde : q = sarcina electronului.
K = constanta lui Boltzman.
T = temperatura absolută.

Din relația de mai sus deducem :

$$u_{eb} = \frac{1}{w} \ln\left(\frac{i_e}{j_{co}} + a\right)$$

Între curentul bazei și curentul emitorului avem relația :

$$i_b = (1 - \alpha) i_e - I_{co}$$

Pentru schema *b* putem scrie :

$$E'_b = i_e[R'_e + (1 + \alpha)R'_b] + I_{co} \cdot R'_b + \frac{1}{w} \ln\left(\frac{i_e}{j_{co}} + a\right)$$

În practică putem neglija valoarea „a", considerînd că i_e este o funcție de E'_b, R'_b și R'_e și de cei patru parametri ai tranzistorului : α, w, I_{co} și j_{oo}. De asemeni, putem aproxima

$$j_{oe} = 0{,}1\ I_{co}.$$

8.1. **Calculul elementelor din circuitele de alimentare ale etajelor din blocul de IF, necuprinse în dispozitivul RAA, în cazul sistemului de alimentare unipolar.** În cazul schemei *a* baza este alimentată în paralel, atît în curent continuu cît și alternativ, iar în schema *b* alimentarea este în serie.

În cazul alimentării în serie, rezistențele R_e ; R_a și R_b nu intră în schema de IF, ele influențînd numai asupra regimului de curent continuu al tranzistorului. În cazul alimentării în paralel, R_a și R_b sînt conectate în paralel pe intrarea tranzistorului, iar la calculul părții de IF trebuie adăugate în calculul valorii g_{11}.

În valoarea mărimilor g_{11} ; δg_{11} și $\operatorname{tg} \varphi_{11}$ trebuie să intre și mărimile :

$$g'_{11} = g_{11}\left(1 + \frac{g_a + g_b}{g_{11}}\right) \qquad \delta'_{g_{11}} = \delta g_{11} \frac{1 + \dfrac{\delta g(\delta g + g_b)}{\delta g_{11} \cdot g_{11}}}{1 + \dfrac{g_a + g_b}{g_{11}}}$$

$$\operatorname{tg}' \varphi_{11} = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{11}}{\dfrac{1 + g_a + g_b}{g_{11}}} \qquad g_a = \frac{1}{R_a} \qquad g_b = \frac{1}{R_b}$$

unde : δg = modulul abaterii relative maxime posibile a g_a și g_b față de valorile nominale.

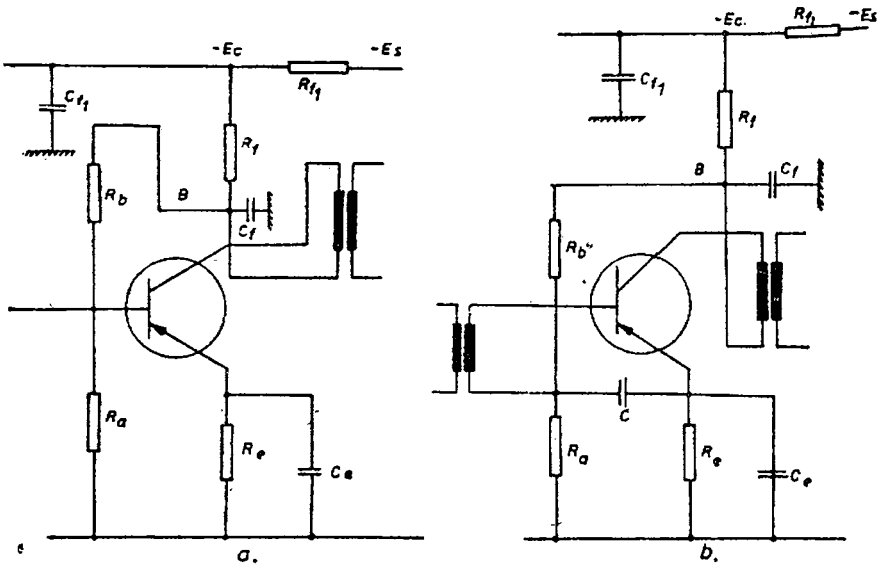


Fig. 147

Dacă $1 \geqslant \frac{g_s + g_b}{g_{11}} \leqslant \delta g_{11}$, atunci variațiile determinate cu formulele de mai sus nu au importanță și se pot neglija. Filtrul $R_f C_f$ poate lipsi. Filtrul $R_{f1} C_{f1}$ este comun pentru două sau mai multe etaje. Dacă fiecare etaj are filtrul său $R_f C_f$, atunci R_{f1} poate lipsi.

Tensiunea de alimentare E_C a etajului respectiv diferă de tensiunea E_s a sursei de alimentare, prin căderea de tensiune la bornele R_{f1}:

$$E_C = E_s - i_\Sigma \cdot R_{f1}$$

unde: i_Σ = curentul total (al tuturor etajelor) ce trece prin R_{f1}.

Calculul se începe cu valoarea orientativă $E_C = (0{,}9 - 0{,}95) E_s$ și $R_f = \frac{(0{,}05 - 0{,}1) E_s}{i_e}$

Cunoscînd valorile R_f și E_C putem alege pe R_e; R_a și R_b, apoi pe R_f; C_f; R_{f1}; C_{f1}. Alegem apoi valorile: $\delta\alpha = 0{,}1 - 0{,}2$ și $\nu = 3$, după care calculăm pe R_e:

$$R'_e \geqslant \frac{25{,}6 \cdot 10^{-3}}{\delta t \cdot i_e \left(2^{\frac{t_{max} - 20}{\tau}} - 1\right)^{-1} - \nu \cdot I_{co}}$$

Pentru tranzistori cu germaniu $\tau = 10°C$, iar pentru cele cu siliciu $\tau = 7$ și δt are valoarea :

$$\delta t = (1-2)\,\frac{t_{max} - 20}{293}$$

Pentru etajele comandate de RAA prin reglaj al curentului emitorului se ia $\delta\alpha = \delta t = 0{,}2-0{,}4$.

Se calculează rezistența $R'_b = \nu \cdot R'_e$;

$$\xi = -\frac{E_c}{i_e\left(R'_e + \frac{1-\alpha_{min}}{2} R'_b\right) + 0{,}58 \cdot 10^{-4} \lg \frac{i_e}{j_{co}}}$$

$$R_e = R'_e - \frac{1}{\xi} \cdot R_f \qquad R_b = \xi \cdot R'_b \qquad R_a = \frac{\xi \cdot R'_b - R_f}{\xi - 1}$$

Se verifică apoi inegalitatea :

$$(R_e + R_c + R_f) i_e \cdot (1 + \delta_\alpha + \delta_t) \leqslant E_{c\,min} - U_{CM} - u_{co}$$

unde : $E_{c\,min}$ = valoarea minimă posibilă a lui E_c.
U_{CM} = amplitudinea maximă posibilă a tensiunii pe colector.
u_{co} = tensiunea remanentă minimă admisibilă la joncțiunea colector-emitor (practic $u_{co} = 0{,}2 \div 0{,}5$ V).

De regulă, cu excepția ultimului etaj AFI, se poate considera $U_{CM} = 0$.

Dacă condiția nu este îndeplinită, atunci calculul se reface luînd o valoare mai mică pentru ν, o valoare δ_t mai mare sau folosind un tranzistor cu I_{co} mai mic.

Pentru capacitățile C_e și C, la alegerea lor trebuie îndeplinite condițiile :

$$C_e \geqslant \frac{y_{21}}{\sqrt{2\left(\frac{\Delta A}{A}\right)_{adm} \cdot 2\pi f_{min}}}$$

unde : f_{min} = frecvența minimă de lucru a etajului.
y_{21} = parametrul tranzistorului la frecvența f_{min}.
$\left(\frac{\Delta A}{A}\right)_{adm}$ = variația relativă admisibilă a amplificării

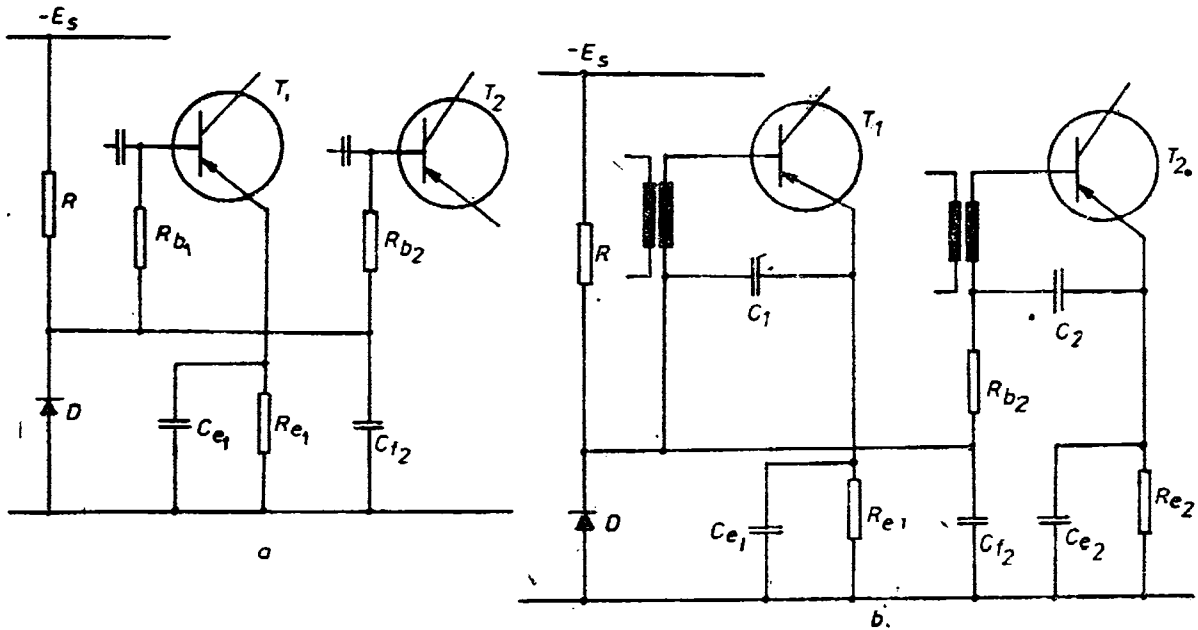

-Es
T1
T2
R
Rb1
Rb2
D
Ce1
Re1
Cf2
a
-Es
T1
T2
R
C1
C2
Rb2
D
Ce1
Re1
Cf2
Ce2
Re2
b.

Fig. 148

etajului datorită reacției prin circuitul Re_1 Ce. Practic. $\left(\frac{\Delta A}{A}\right)_{adm} = 0{,}02 \div 0{,}05$.

$$C \geq (20 \div 50) \frac{\sqrt{g_{11}^2 + b_{11}^2}}{2\pi f_{min}}$$

unde: g_{11} și b_{11} = parametrii tranzistorului la frecvența f_{min}.

8.2. **Calculul schemei de stabilizare a t.e.m.**

Conform schemelor de mai sus, tensiunea continuă la baza tranzistorului se aplică de la dioda D. Stabilizarea se bazează pe faptul că într-o anumită regiune a tensiunilor e_d de la diodă, variația tensiunii U_d funcție de curentul i_d este relativ mică.

Din schema noastră rezultă că tensiunea de alimentare a bazelor este stabilizată la doi tranzistori, dar numărul acestora poate fi mai mare.

Putem concluziona că dioda se comportă ca o sursă de t.e.m. E_0 cu rezistență internă mică R_0, putînd scrie:

$$E_b' = E_0 + E_s \frac{R_0}{R}$$

unde: E_s = tensiunea sursei.

Eficacitatea stabilizării este caracterizată prin coeficientul de stabilizare:

$$K_{st} = \frac{R_0}{R}$$

Dioda se alege astfel ca E_0 să aibă valorile $0{,}5 \div 1{,}5$ V, iar rezistențele R să aibă valori cît mai mici posibile.

Pentru a calcula valoarea lui R, procedăm astfel:

— găsim curentul maxim de bază de la fiecare dintre tranzistorii alimentați de la stabilizator:

$$i_{b\,max} = i_0(1 + \delta_\alpha + \delta_t)(1 - \alpha_{min})$$

$$i_{b\Sigma\,max} = \Sigma i_{b\,max}$$

unde: $i_{b\Sigma\,max}$ = suma tuturor curenților găsiți, obținînd curentul solicitat de la stabilizator.

— calculăm valoarea lui R cu ajutorul relației:

$$R = R_0 \frac{E_{s\,min}}{U_{min} - E_0 + i_{b\Sigma max} \cdot R_0}$$

Dacă între baza tranzistorului și dioda stabilizatoare este conectată o rezistență, atunci alegem valoarea cea mai mare admisibilă pentru ν. Dacă această rezistență lipsește, atunci luăm $\nu = 0$.

Pentru fiecare tranzistor calculăm:

$$R_e = \frac{E_e - 5{,}8 \cdot 10^{-4} \lg \frac{j_e}{j_{co}}}{i_e\left(1 + \nu \frac{1 - \alpha_{min}}{2}\right) - \nu \cdot I_{co}} \qquad R_b = \nu \cdot R_e$$

Adoptăm pentru R_e și R_b valorile cele mai apropiate de cele găsite.

Alegem pe C_{f2} astfel ca să se îndeplinească condiția:

$$C_{f2} \geqslant \frac{q \cdot A}{2\pi f \cdot R_{bs}}$$

unde: A = coeficient de amplificare de la baza primului tranzistor pînă la baza celui de al doilea,

f = frecvența de lucru.

q = 10 pentru schema din figura *a* și q = 1 pentru schema din figura *b*.

Dacă avem:

$$\frac{1}{2\pi f C_{f2}} \geqslant R_o$$

atunci putem avea o filtrare suficientă fără C_{f2}.

Capacitățile C_e și C_1 se determină ca în paragraful precedent.

Capitolul 9

PROBLEME REZOLVATE

9.1. Probleme rezolvate

Caracteristicile statice ale tranzistorilor exprimă grafic legătura dintre tensiuni și curenții continui care acționează asupra tranzistorului.

Funcție de conectarea tranzistorului în schema respectivă, deosebim:

1. Caracteristicile statice de intrare ale tranzistorului în schema cu emitorul comun. Aici obţinem dependenţa curentului de bază „i_b" faţă de tensiunea bază-emitor „u_{be}" la diferite valori ale tensiunii colector-emitor „u_{ce}".

2. Caracteristicile statice de intrare ale tranzistorului în schema cu baza comună. Aici obţinem variaţia curentului de emitor „i_e" funcţie de tensiunea emitor-bază „u_{eb}" la diferite valori ale tensiunii colector-bază „u_{cb}".

3. Caracteristicile de ieşire ale tranzistorului în schema cu emitor comun. Aici obţinem variaţia curentului de colector funcţie de tensiunea colector-emitor la diferite valori ale curentului de bază.

4. Caracteristicile de ieşire ale tranzistorului în schema cu bază comună. Aici obţinem variaţia curentului de colector funcţie de tensiunea bază-colector, avînd ca parametru curentul de emitor sau tensiunea emitor-bază.

5. Caracteristicile de transmisie directă ale tranzistorului pentru schema cu emitor comun ne dau variaţia curentului de colector, funcţie de curentul de bază, la diferite valori ale tensiunii colector-emitor.

6. Caracteristicile de transmisie directă ale tranzistorului în schema cu bază comună. Aici obţinem variaţia curentului de colector , funcţie de curentul emitor, la diferite valori ale tensiunii colector-bază.

În circuitele de amplificare unde se studiază caracteristicile expuse mai sus, la semnale mici putem aplica tranzistorului teoria cvadripolilor, unde putem scrie:

$$u_{11} = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 .$$

Se ştie că parametrii h_{11}, h_{12}, h_{21} şi h_{22} au valori diferite, funcţie de modul lor de conectare în schemă. Uzual folosim scheme emitor comun şi mai rar bază comună. Cu ajutorul nomogramei putem calcula trecerea de la schema bază comună la schema emitor comun sau folosind relaţiile de calcul de mai jos:

— avînd ieşirea în scurtcircuit, rezistenţa de intrare este:

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

— avînd ieşirea în scurtcircuit, coeficientul de reacţie în tensiune este:

$$h_{21e} = \frac{h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

— avînd intrarea în gol, coeficientul de reacţie în tensiune este:

$$h_{12e} = \frac{h_{11b} \cdot h_{22b}}{1 + h_{21b}} - h_{1eb}$$

— avînd intrarea în goi, conductanţa de ieşire este:

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

Realizăm regimul de scurtcircuit la intrarea sau ieşirea tranzistorului, în regim alternativ, fără modificarea regimului de curent continuu, şuntînd cu un condensator de valoare mare spaţiul bază-emitor sau colector-emitor, şi putem realiza mersul în gol la intrarea tranzistorului alimentînd baza cu o rezistenţă de valoare mare.

Parametrul „h_{21b}" este egal cu coeficientul α, numit coeficient de amplificare în curent pentru montajul cu bază comună, iar parametrul „h_{21e}" este egal cu coeficientul β numit şi coeficient de amplificare în curent pentru montajul emitor comun.

Cu ajutorul *nomogramei 1* putem face înmulţirea lui β cu parametrii „h_b" luaţi pe axa din dreapta. Pentru a afla valoarea lui „h_{12e}", valoarea „h_{22e}" după scara „h_e" se trece pe scara h_{21e} (axa din stînga) şi se face înmulţirea cu „h_{11b}" obţinînd valoarea „C", după care scădem valoarea h_{12b}:

$$h_{12e} = C - h_{12b}$$

Pentru montajul colector comun avem relaţiile:

$$h_{21e} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21b}} \qquad h_{12e} = 1 - \frac{h_{11b} \cdot h_{21b}}{1 + h_{21b}} + h_{21b}$$

$$h_{21c} = \frac{1}{1 + h_{21b}} \qquad h_{22c} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

În circuite, lucrînd la frecvenţe înalte, utilizăm parametrii „y", care reprezintă admitanţe ale tranzistorilor, componentele lor active notîndu-se cu litera „g", iar pentru frecvenţe joase, cu litera „G".

De exemplu, conductanța de intrare a tranzistorului pentru ieșirea în scurtcircuit este:

$$G_{11e} = \frac{1 - h_{21b}}{h_{11b}}$$

adică inversa rezistenței de intrare. Conductibilitatea în sens direct (panta tranzistorului fiind „S_0") la frecvențe joase este:

$$G_{21e} = S_0 = G_{11} \cdot h_{21e}$$

Cu ajutorul *nomogramei 2* putem face trecerea de la rezistență la conductibilitate și invers.

Parametrii „h" și „y" mai depind și de regimul de funcționare al tranzistorului, pentru o schemă oarecare valorile lor determinîndu-se cu ajutorul nomogramei „3".

S-au expus pînă acum parametrii statici ai tranzistorului corespunzînd variației tensiunii și curentului în circuitele respective, în absența rezistenței de sarcină (ieșire în scurtcircuit) și a rezistenței generatorului de semnal (intrare în gol). Conectarea rezistenței de sarcină și existența rezistenței sursei de semnal complică lucrurile, iar în calculul regimului de amplificare folosim parametrii dinamici, parametri care se determină experimental și se găsesc numai în nomograme. Aceștia sînt:

1. Rezistența de intrare „R_{intr}".

2. Rezistența de ieșire „$R_{ieș}$".

3. Coeficientul de amplificare în curent „K_i".

4. Coeficientul de amplificare în tensiune „K_u".

5. Coeficientul de amplificare în putere „K_p".

Dacă avem o rezistență de sarcină constantă „R_s", funcție de parametrii „R_{intr}" și „K_i" putem afla ceilalți parametri:

$$K_u = K_i \frac{R_s}{R_{intr}}; \quad K_p = K_i \cdot K_u = K_i^2 \frac{R_s}{R_{intr}}$$

caracteristicile respective sînt funcție de curentul de colector „I_c" menținînd tensiunea de colector constantă și egală cu 5 V.

Din *nomogramele 4, 5, 6* putem determina parametrii dinamici ai tranzistorilor cu germaniu de mică putere și factorul de amplificare 15—40, iar cu ajutorul *nomogramei 7* putem deduce parametrii dinamici ai tranzistorilor de joasă frecvență, cu factor de amplificare 50—100.

Parametrii f_α; f_β; f_T; f_s; f_{max} etc. ne dau dependența tranzistorilor funcție de frecvență. Frecvențele f_α și f_β se mai numesc și frecvențe de tăiere pentru amplificare în curent în schema bază comună, respectiv emitor comun.

Diagrama 8 ne dă variația cu frecvența a parametrilor $h_{21b} = -\alpha$ și $h_{21e} = -\beta$ iar trecerea de la f_α la f_β o avem în *nomograma 9.*

Parametrul „f_s" reprezintă frecvența la care panta „S" a tranzistorului scade cu 30% din valoarea corespunzătoare la frecvențe joase (S_0). Parametrii f_T și f_{max} sînt frecvențele limită pentru coeficientul de amplificare în curent, respectiv putere, pentru schema emitor comun : $f_T = \beta \cdot f_.$.

Cu relația de mai sus se determină ușor parametrul f_T pentru o frecvență oarecare și un coeficient „β" cunoscut.

Cu ajutorul *nomogramei 11* putem afla parametrul f_T dacă cunoaștem frecvența f_α și invers.

Parametrul f_{max} mai este denumit frecvență maximă de oscilație, deoarece reprezintă limita pînă la care tranzistorul poate autooscila — coeficientul de amplificare în putere „K_p" fiind mai mare ca 1 — valoarea lui se poate lua din *diagrama 12*, iar dependența lui de frecvență se dă în *nomograma 13.*

Pentru toți tranzistorii unde este îndeplinită condiția $f_{max} \leqslant f_T$, putem afla frecvența maximă de oscilație funcție de f_T cu ajutorul *nomogramei 14.* Dacă $f_{max} > f_T$ putem utiliza formula :

$$f_{max} \simeq \sqrt{\frac{f_T}{22 r_b' \cdot C_c}}$$

sau din *nomograma 14*, urmînd a înlocui f_T prin f_α.

Toți tranzistorii au aceeași variație a parametrilor cu frecvența.

Din *nomograma 15* putem alege un tranzistor pentru o frecvență maximă cunoscută.

Parametrul τ_{intr} îl putem obține cu ajutorul *nomogramei 16.*

Se știe că curentul invers „I_{co}" crește proporțional cu temperatura, fapt ce determină instabilitatea curentului de colector „I_c" și modificarea valorilor parametrilor tranzistorilor. Această dependență este exponențială. În general, se admite că „I_{co}" se dublează pentru o creștere a temperaturii cu 10°C. *Nomograma 17* ne permite a determina coeficientul de instabilitate a tranzistorului „S_i". Cu cît „S_i" are o valoare mai

mică, cu atît influenţa variaţiilor de temperatură asupra funcţionării etajului este mai mică. Din cele trei moduri posibile de conectare a tranzistorului, schema cu baza comună are cel mai mic coeficient de instabilitate la temperatură.

De regulă, valorile cele mai avantajoase pentru „S_i" sînt egale cu 1,5—5; pentru o schemă cu o stabilitate mare se recomandă a se lua $S_i = 1{,}5—2$, iar acolo unde nu se pune o valoare determinată pentru „S_i" trebuie rezolvată inegalitatea:

$$\Delta I_c \leqslant (0{,}05—0{,}1)I_{c0}$$

Exemplul 1. Se cunosc pentru un tranzistor valorile: $h_{11b} = 20\ \Omega$; $h_{12b} = 1{,}5 \cdot 10^{3}$; $h_{21b} = 0{,}985$; $h_{22b} = 2 \cdot 10^{-6}$S. Se cere să aflăm: h_{21e}; h_{11e}; h_{22e}; h_{12e} pentru o schemă cu baza comună.

În acest scop folosim *nomograma 1*, unde pe verticala „h_b" ne fixăm valorile cunoscute: $h_{11b} = 20\ \Omega$ şi $h_{12b} = 1{,}5 \cdot 10^{3}$, iar pe diagrama h_{21b} ne fixăm valoarea cunoscută $h_{21b} = 0{,}985$ şi tot pe această verticală aflăm imediat valoarea lui h_{21e} egală cu 65. Unind cu 2 drepte punctele cunoscute, obţinem pe perpendiculara „h_e" valorile: $h_{11e} = 1\,200\ \Omega$ şi $h_{22e} = 100 \cdot 10^{-6}$ S. În continuare aflăm valoarea C:

$$C = -\frac{h_{11b} \cdot h_{22b}}{1 + h_{21b}} = \frac{20 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{1 + 0{,}985} = 20 \cdot 10^{-6}$$

şi, în final, valoarea parametrului h_{12e}:

$$h_{12e} = C - h_{12b} = 20 \cdot 10^{-6} - 1{,}5 \cdot 10^{3} = 18{,}5 \cdot 10^{-3}$$

Exemplul 2. Se cunosc valorile parametrilor: $h_{11b} = 20\ \Omega$; $h_{12b} = 1{,}5 \cdot 10^{3}$; $h_{21b} = 0{,}985$; $h_{22b} = 2 \cdot 10^{-6}$ S. Se cere să se afle valorile parametrilor: h_{21e}; h_{12e}; h_{21c}; h_{22c} pentru o schemă cu colector comun.

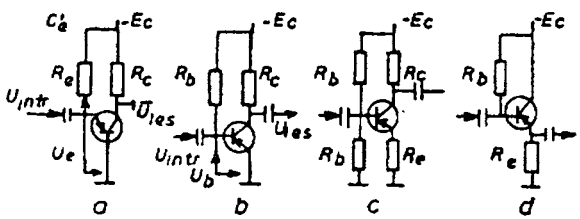


Fig. 149

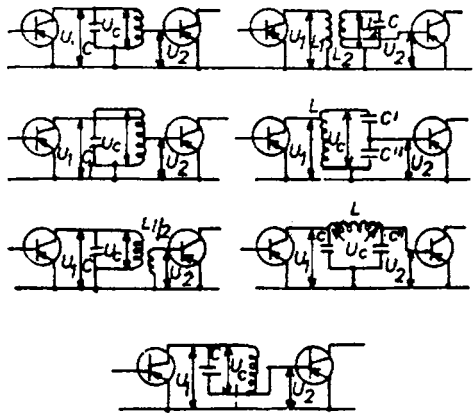


Fig. 150

Cu ajutorul *nomogramei 1* determinăm, ca în exercițiul precedent, valoarea h_{21e}, care în cazul nostru este egală cu 65, iar $h_{12e} \simeq 1$. Parametrii h_{21e} și h_{22e} au valorile:

$$h_{21c} = \frac{1}{1 + h_{21b}} = \frac{1}{1 + 0{,}985} = 0{,}5$$

$$h_{22c} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{1 + 0{,}985} = 1 \cdot 10^{-6}$$

Exemplul 3. Pentru exemplul de mai sus, unde avem: $h_{11e} = 1\,200\ \Omega$ și $h_{22e} = 100 \cdot 10^{-6}$ S să se afle rezistența R_{22e} de ieșire statică pentru intrarea în scurtcircuit.

Din *nomograma 2*, pentru produsul $h_{11e} \cdot h_{22e} = 12 \cdot 10^{-6}$ S rezultă $R_{22e} = 8{,}4$ kΩ.

Exemplul 4. Pentru valorile: $h_{21b} = 0{,}985$ și $h_{11b} = 20\ \Omega$ să se afle conductanța de intrare G_{11} a tranzistorului și rezistența R_{11e}.

$$G_{11} = \frac{1 - h_{21b}}{h_{11b}} = \frac{1 - 0{,}985}{20} = 0{,}7\ \text{S}.$$

Din *nomograma 2*, pentru valoarea lui $G_{11} = 0{,}7$ S găsim $R_{11e} = 1\,440\ \Omega$.

Exemplul 5. Cunoaștem parametrii *h* ai unui tranzistor: $h_{11e} = 1\,200\ \Omega$; $h_{22e} = 100 \cdot 10^{-6}$ S; $h_{21e} = 65$; $h_{12e} = 18{,}5 \cdot 10^{-3}$ S. Pentru un curent în emitor de 1,5 mA și 2,4 mA să se afle valoarea corespunzătoare acestor parametri.

Pentru rezolvarea problemei ne folosim de *nomograma 3* și de valorile calculate la exemplul 1. Pentru cazul cînd $I_e = 1{,}5$ mA, din nomogramă rezultă valorile: $h_{11e} = 0{,}75\ \Omega$; $h_{12e} = 0{,}95$; $h_{21e} = 1{,}1$; $h_{22e} = 1{,}5$, iar valorile corespunzătoare sînt

$$h_{11e} = 0{,}75 \cdot 1\,200 = 900\ \Omega \qquad h_{21e} = 1{,}1 \cdot 65 = 71{,}5$$

$$h_{12e} = 0{,}95 \cdot 18{,}5 \cdot 10^{-3} = 17{,}57 \cdot 10^{-3}\ \text{S}.$$

$$h_{22e} = 1{,}5 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 150 \cdot 10^{-6}\ \text{S}.$$

Pentru cazul cînd $I_e = 2{,}4$ mA, din nomogramă rezultă valorile: $h_{11e} = 0{,}5\Omega$; $h_{12e} = 0{,}7$ S; $h_{21e} = 1{,}3$; $h_{22e} = 1{,}75$ iar valorile corespunzătoare sînt:

$$h_{11e} = 0{,}5 \cdot 1\,200 = 600\ \Omega \qquad h_{21e} = 1{,}3 \cdot 65 = 84{,}5$$

$$h_{12e} = 0{,}7 \cdot 18{,}5 \cdot 10^{-3} = 12{,}95 \cdot 10^{-3}\ \text{S}.$$

$$h_{22e} = 1{,}75 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 175 \cdot 10^{-6}\ \text{S}.$$

Exemplul 6. Pentru un curent în colector de 7,5 mA și o rezistență de sarcină de 10 kΩ să se determine coeficientul de amplificare în curent K_i; coeficientul de amplificare în tensiune K_u și coeficientul de amplificare în putere K_p.

Din *nomograma 6*, pentru curentul de 7,5 mA și rezistența de sarcină de 10 kΩ găsim valorile: $K_i = 9$ și $R_{intr} = 1{,}2$ kΩ.

$$K_u = \frac{K_i \cdot R_s}{R_{intr}} = \frac{20 \cdot 10 \cdot 10^3}{2{,}5 \cdot 10^3} = 80$$

$$K_p = K_i \cdot K_u = 20 \cdot 80 = 1\,600$$

Exemplul 7. Se cunoaște frecvența de tăiere $f_\alpha = 10$ MHz și $h_{21e} = 65$; să se determine: α_0; f_β; f_T.

Pe *nomograma 9* fixăm punctul $f_\alpha = 10$ MHz și pe verticala β_0 punctul egal cu 65. Unind aceste două puncte, obținem pe verticala f_β valoarea 0,18 MHz. Din nomograma 11, pentru $f_\alpha = 10$ MHz obținem $f_T = 8{,}5$ MHz.

Exemplul 8. Cunoscînd frecvența maximă de lucru $f_{max} = 100$ MHz; $h_{21e} = 65$; $r'_b C_c = 200$ pS să se determine: f_T; f_α.

Din *nomograma 14*, pe perpendiculara $r'_b C_c = 200$ pS fixăm acest punct ; pe a doua verticală, pentru $f_{max} = 100$ MHz, fixăm al doilea punct. Unind aceste două puncte, în prelungirea acestei drepte pe verticala 3 aflăm $f_T = 100$ MHz. Din *nomograma 11*, pentru această valoare aflăm $f_\alpha = 170$ MHz.

Exemplul 9. Pentru un montaj oarecare se cunoaște : $f_\alpha = 30$ MHz ; $r'_b = 100\ \Omega$; $h_{11b} = 10\ \Omega$; $S_0 = 100$ mA/V. Să se determine constanta de timp a circuitului de intrare τ_{intr}.

Pe *nomograma 16*, fixăm pe verticala f_α punctul $f_\alpha = 30$ MHz, iar pe verticala r'_b fixăm punctul $r'_b = 100\ \Omega$. Unind cu o dreaptă aceste două puncte, obținem pe verticala *a* un punct *b*. Cu o altă dreaptă unim punctele $h_{11b} = 10\Omega$ și $S_0 = 100$ mA/V. Această dreaptă o unim cu punctul *b* și o prelungim pînă întîlnește dreapta *a*, unde citim valoarea căutată ; $\tau_{intr} = 0{,}052\ \mu$S.

Exemplul 10. Pentru un circuit se cunoaște valoarea constantei de timp $\tau_{intr} = 0{,}1\ \mu$S și pentru tranzistor $h_{11b} = 10\ \Omega$; $r'_b = 300\ \Omega$ și $S_0 = 100$ mA/V. Se cere să se afle f_α și f_s.

Pe *nomograma 16*, pe verticala τ_{intr} fixăm punctul $\tau_{intr} = 0{,}1\ \mu$S. Pe verticalele h_{11b} și S_0 fixăm punctele $h_{11b} = 10\ \Omega$ și $S_0 = 100$ mA/V. Unind aceste două puncte, obținem pe verticala *a* un punct *b*, corespunzător valorii $r'_b = 300\ \Omega$. Prelungind această dreaptă pînă întîlnește perpendicularele f_α și f_s, obținem valorile căutate : $f_\alpha = 49$ MHz și $f_s = 10{,}05$ MHz.

Exemplul 11. Avem un tranzistor într-un montaj emitor comun cu divizor în circuitul bazei, pentru care se cunosc : $\alpha = 0{,}98$; $\beta = 50$; $u_c = 4$ V ; $t_{max} = 10°$C ; $I_{Co} = 5\ \mu$A ; $I_C = 1$ mA ; $E_C = 9$ V ; $R_C = 3$ kΩ. Se cere a se calcula circuitul din punctul de vedere al stabilității termice.

În acest scop, pe *nomograma 17* fixăm punctul $\Delta t = 10°$C, apoi calculăm valoarea expresiei :

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{Co}} = \frac{0{,}1 \cdot I_C}{I_{Co}} = \frac{0{,}1 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-6}} = 10$$

Pe verticala $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{Co}}$ fixăm punctul $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{Co}} = 10$ pe care îl unim cu punctul $\Delta t = 10$. Prelungim această dreaptă pînă întîlnește verticala S_1 și aflăm $S_1 = 5{,}1$. Din acest punct ducem o orizontală pînă la întîlnirea cu curba $\alpha = 0{,}98$, iar de aici, cu o perpendiculară coborîm pe abscisă, unde găsim $\delta R = 0{,}22$.

Calculăm tensiunea în emitor:

$$U_e = E_c - U_c - I_c \cdot R_c = 9 - 4 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 2\ V.$$

Căderea de tensiune pe R_e se află în limitele $(0{,}05—0{,}5)E_c$. Noi luăm $0{,}5\ E_c$, obținînd o cădere de tensiune de 4,5 V.

Cu ajutorul *nomogramei 18*, pe perpendiculara $I_1 = I_c$ fixăm punctul $I_c = 1$ mA și pe perpendiculara $U_2 = U_e = 2V$ fixăm punctul respectiv. Unind cu o dreaptă aceste două puncte obținem $R_e = 2\ k\Omega$.

Calculăm rezistența R_b din condiția $R_b \geqslant 10\ R_{intr}$, iar apoi determinăm pe R_e din relația $R_e = R_b \cdot \delta R$.

Valoarea rezistenței R_1 este:

$$R_1 = \frac{E_c(S_1 - 1)}{I_c - S_1 \cdot I_{co}} = \frac{9(5{,}1 - 1)}{1 \cdot 10^{-3} - 5{,}1 \cdot 0{,}005 \cdot 10^{-3}} = 38\ k\Omega.$$

Și valoarea rezistenței R_2:

$$R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 9 = \frac{38 \cdot R_2}{38 + R_2} \qquad R_2 = 12\ k\Omega.$$

Nomograma 20 ne ajută în determinarea valorii orientative a amplificării unui etaj cu pentodă sau tranzistor, atît cu sarcină rezistivă, cît și cu circuit acordat, pentru valori date ale lui S și R_s.

Pentru cazul unui amplificator avînd ca sarcină un circuit acordat, în locul lui R_s se ia la rezonanță valoarea rezistenței echivalente a circuitului din anod R_{ech}. Dacă anodul sau colectorul este legat la o parte din circuitul rezonant prin intermediul unei prize, valoarea R_{ech} se înmulțește cu coeficientul de cuplaj egal cu raportul dintre numărul de spire pînă la priză și numărul total de spire.

$$p_1 = \frac{n_p}{n} < 1$$

La montaje cu tranzistori utilizăm și cuplajul prin priză al etajului următor, unde $p_2 < 1$.

Amplificarea cu tub sau tranzistor se calculează cu relația:

$$K = p_1 \cdot p_2$$

Deoarece valoarea R'_{ech} este mai mică decît oricare valoare de pe nomogramă, pentru a putea folosi nomograma, înmulțim cu 10 valoarea lui R'_{ech} și S.

$$R'_{ech} = R_{ech} \cdot p_1 \cdot p_2$$

Exemplul 12. Se cunosc : $S = 2$ mA/V ; $R_s = 100$ kΩ. Se cere să se afle amplificarea etajului respectiv.

Pe *nomograma 20*, pe verticala „S" căutăm punctul $S = 2$ mA/V, iar pe verticala R_s, punctul $R_s = 100$ kΩ. Unim cu o dreaptă aceste puncte și obținem pe verticala „K" amplificarea $K = 200$.

Cu *nomograma 21* putem afla coeficientul de amplificare al etajului sau amplificatorului prevăzut cu reacție negativă.

Se știe că reacția negativă este caracterizată de factorul de reacție $K_\beta = \frac{U_r}{U_{ieș}}$ și de gradul de reacție $1 + K_\beta \cdot K$, unde K este coeficient de amplificare fără reacție. Reacția negativă derivație micșorează valoarea rezistenței de intrare R_{intr}, iar cea serie o mărește de $(1 + K_\beta \cdot K)$ ori.

Reacția negativă de tensiune micșorează valoarea rezistenței de ieșire $R_{ieș}$ de $(1 + K_\beta \cdot K)$ ori, iar cea de curent o mărește de tot atîtea ori.

Exemplul 13. Se cunosc $R_a = 30$ kΩ; $R_k = 1$ kΩ; $K = 50$. Se cere a se determina coeficientul de reacție K_r.

Pentru aceasta determinăm întîi coeficientul de reacție K_β

$$K_\beta = \frac{R_k}{R_a + R_k} = \frac{1 \cdot 10^3}{(30 + 1)10^3} = 0{,}03$$

Din *nomograma 21* fixăm pe abscisă punctul $K = 50$. Din acest punct ducem o verticală pînă întîlnește curba $\beta = 0{,}03$. De aici ducem o orizontală și aflăm $K_r = 20$.

Nomograma 23 ne ajută în a determina capacitatea condensatorului de trecere din amplificatorul de joasă frecvență. Nomograma s-a întocmit luîndu-se în considerare factorul de distorsiuni M_j și frecvența inferioară a benzii de trecere f_j. La tuburi electronice pornim de la capacitatea de trecere C_g și rezistența de grilă R_g. La tranzistori ne folosim de capacitatea de trecere C_g și de rezistența R_c din colectorul tranzistorului etajului precedent.

Nomograma mai folosește și la determinarea capacității condensatorului din circuitul de sarcină al etajului de joasă frecvență, de putere, cu cuplaj direct. Deoarece rezistența pe care

o opune bobina difuzorului este mică, pe scara „B" se ia rezistența „R_s" mărită de 1 000 de ori, iar rezultatul se mărește tot de 1 000 de ori.

Factorul de distorsiuni M pentru fiecare circuit se calculează ținîndu-se seama de valoarea totală a coeficientului de distorsiuni de frecvență și trebuie să fie egal cu 1,41 sau 3 dB, la limitele inferioare și superioare ale benzii de trecere. Această valoare se distribuie pe toate circuitele amplificatorului:

$$M_{tot} = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \ldots \qquad y_{tot} = y_1 + y_2 + y_3 + \ldots$$

Exemplul 14. Să se aleagă schema bloc a unui radioreceptor superheterodină lucrînd în gama de unde medii și lungi, unde se cunosc: $f_{min} = 100$ Hz; $f_{max} = 2\,800$ Hz; semnal modulat în amplitudine; $E_A = 50\ \mu V$ pentru $v_{leș} = 20$ dB; $P_{leș} = 250$ mW, cu mai puțin de 10% distorsiuni; difuzorul are $R_d = 4\ \Omega$; pe întregul radioreceptor avem neuniformitățile: $M_s = M_j = 10$ dB; gamele de unde UL = 150 — 410 kHz și UM = 525 — 1 600 kHz; la un dezacord de 9 kHz avem atenuarea $\sigma_a > 25$ dB; selectivitatea față de canalul imagine în UM și UL este de 30 dB (31,6); selectivitatea față de semnale cu frecvență intermediară $\sigma_{im} > 15$ dB (5,6).

Pentru simplificare, facem calculul numai pentru UM, el fiind identic pentru celelalte game.

— adoptînd valorile: $\delta_s = 10^{-5}$; $f_s = 1$ MHz; $\delta_h = 0{,}8 \cdot 10^{-3}$; $f_i = 465$ kHz; $f_h = f_s + f_i = 1\,000 + 465 = 1\,465$ kHz; $\delta_i = 0{,}9 \cdot 10^{-3}$; $\delta_a = 2 \cdot 10^{-3}$; $\Delta f_{sp} = 2 \cdot f_{max} = 2 \cdot 2\,800 = 5\,600$ Hz; $F_{D\,max} = 0$; $Q_o = 100$.

$$B_f = \Delta f_{sp} + 2\left[\sqrt{(\delta_s \cdot f_s)^2 + (\delta_h \cdot f_h)^2 + (\delta_i \cdot f_i)^2 + (\delta_a \cdot f_s)^2} + F_{D\,max}\right] =$$

$$= 5\,600 + 2[\sqrt{(10^{-5} \cdot 10^6)^2 + (0{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}465 \cdot 10^6)^2} +$$

$$+ \sqrt{(0{,}9 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}465 \cdot 10^6)^2 + (2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6)^2} = 7\ \text{kHz},$$

— verificăm necesitatea folosirii dispozitivului RAF:

$$k_1 = \frac{B_f'}{\Delta f_{sp}} = \frac{7}{5{,}6} = 1{,}2$$

Deoarece $k_1 < 1{,}5$, rezultă că nu este necesar a folosi dispozitiv RAF.

— considerăm că avem un etaj ARF echipat cu un singur circuit acordat, ca și circuitul de intrare.

— determinăm factorul de calitate necesar în sarcină:

$$Q_{eCI} = 0{,}46 \frac{f_{s\,min}}{B_f} = 0{,}46 \frac{525}{7} = 34{,}5$$

— pentru această valoare atenuarea minimă în preselector a canalului alăturat va fi:

$$\sigma_{s\,min} = 1 + \left(\frac{2\Delta f_k \cdot Q_{eCI})^2}{f_{s\,max}}\right)^2 = 1 + \left(\frac{2 \cdot 9 \cdot 34{,}5}{1\,600}\right)^2 = 1{,}38$$

— pentru ca factorul de calitate Q_{eCI} să fie realizat, este necesar ca valoarea sa să fie de 2—4 ori mai mică decît factorul de calitate de gol ($Q_{Co} = 100$). Se observă că pentru cazul nostru condiția este îndeplinită.

— se calculează frecvența intermediară, pentru care mai întîi determinăm valoarea f_{i1} necesară, care asigură atenuarea canalului imagine $\sigma_{im} = 30$ dB luînd $n_s = 1$.

$$s = \frac{1}{Q_{eCI}} \sqrt{\sqrt[2]{\sigma_{im}^{n_s+1}} - 1} = \frac{1}{34{,}5} \sqrt{\sqrt[2]{30{,}0^{1+1}} - 1} = 0{,}14.$$

— întrucît $s \leqslant 0{,}45$ se consideră $H = 0{,}55$ și f_1 trebuie să satisfacă inegalitatea:

$$f_{i1} \geqslant \frac{f_{s\,max}}{4\,Q_{eCI}} \sqrt{\sqrt[2]{\sigma_{im}^{n_s+1}} - 1} = \frac{1\,600}{4 \cdot 34{,}5} \sqrt{\sqrt[2]{30{,}0^{1+1}} - 1} = 55 \text{ kHz}.$$

— stabilim ca etajul FI să fie echipat cu un singur circuit acordat.

Dacă factorul de calitate de gol este egal cu 100, în sarcină el este:

$$Q_{eFI} = \frac{Q_{Co}}{1{,}5 \ldots 2} = \frac{100}{1{,}5 \ldots 2} = 67 \ldots 50.$$

— alegînd $n_{FI} = 1$, găsim în *tabelul 2* valoarea $\psi_{(n_{FI}+1)} = 1{,}96$.

— pentru asigurarea benzii de trecere a AFI, f_1 trebuie să satisfacă inegalitatea: $f_{i2} \leqslant B_f \cdot Q_{eFI} \cdot \psi_{(n_{FI}+1)} = 7 \cdot 50 \cdot 1{,}56 = 546$ kHz.

— deoarece avem îndeplinită condiția $f_{i2} > f_{i1}$ putem alege pentru f_i oricare valoare între acestea două. Ne stabilim definitiv la valoarea 465 kHz.

— verificăm la preselector atenuarea semnalelor ce au frecvența egală cu f_i (verificarea se face la frecvența minimă cea mai apropiată de f_i) :

$$x_1 = \frac{2|f_s' - f_i|}{f_s'} Q_{ech} = \frac{2|525 - 465|}{525} \cdot 34{,}5 = 6{,}9$$

$$x^{n_s+1} = 6{,}9^{(1+1)} = 47{,}61.$$

deoarece avem $x_1^{n_s+1} \geqslant \sigma_1$ înseamnă că în preselector se asigură (fără filtre de rejecție) atenuarea semnalelor de frecvență intermediară.

După ce am ales tranzistorii și am calculat amplificările din blocul de IF, alegem numărul de etaje „n" în blocul de radiofrecvență și FI. În continuare presupunem că am ales demodulator cu diodă semiconductoare, adoptînd pentru produsul $S_d \cdot R_d = 4$, obținem cu ajutorul tabelului 3 $K_d = 0{,}47$.

Alegem $U_{ind} = 0{,}5$ V și apoi calculăm amplitudinea tensiunii de audiofrecvență de la ieșirea demodulatorului.

Pentru gradul mediu de modulație m = 0,3 avem :

$$U_{ieș\ d} = m \cdot K_d \cdot U_{ind} = 0{,}3 \cdot 0{,}47 \cdot 0{,}5 = 70{,}5 \text{ mV}$$

cu acest semnal de AF obținem la ieșirea receptorului puterea normală.

— alegînd $\xi = 0{,}8$ găsim coeficientul de distorsiuni de neliniaritate necesar la amplificatorul de audiofrecvență :

$$d_{AAF} = \xi \cdot d_r = 0{,}8 \cdot 0{,}1 = 8\,\%$$

— mărimile $U_{ieș\ d} = 70{,}5$ mV ; $P_{ieș\ max} = 250$ mW ; $d_{AAF} = 8\%$; $f_{min} = 100$ Hz ; $f_{max} = 2\,800$ Hz ; $M_j = M_s = 10$ dB ; $R_d = 4\ \Omega$ reprezintă datele de bază inițiale pentru calculul amplificatorului de audiofrecvență.

— cunoscînd sensibilitatea E_A putem calcula amplificarea necesară a blocului de IF:

$$A_{IF} = \frac{U_{ind}}{E_A}$$

Exemplul 15. Să se calculeze circuitul de intrare cu cuplaj capacitiv exterior cu antena, cunoscînd: $R_A = 100\ \Omega$; $C_A = 125 \pm 50$ pF; $f_{min} = 525$ kHz; $f_{max} = 1\,600$ kHz; $f_i = 465$ kHz; $B_{pres\,min} = 8$ kHz; $C_{v\,min} = 10$ pF; $C_{v\,max} = 500$ pF; $g_{11} = 1{,}5$ mS; $b_{11} = 1$ mS; la frecvența de 500 kHz avem: $\delta g_{11} = 0{,}6$; $\delta b_{11} = 0{,}2$; $i_e = 1{,}0$ mA; $\alpha_0 = 0{,}99$; $f_\alpha = 10$ MHz; $r_{bb'} = 200\ \Omega$; $Q_{max} = 100$; $C_M = 7$ pF; $C_L = 3$ pF.

— adoptăm $\delta = 0{,}02$, după care calculăm:

$$f_{min} = f_{min}(1 - \delta) = 525(1 - 0{,}02) = 514{,}2 \text{ kHz}$$

$$f_{max} = f_{max}(1 - \delta) = 1\,600(1 - 0{,}02) = 1\,568 \text{ kHz}$$

— adoptăm $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0{,}2$ după care calculăm:

$$p_{11\Delta f} = \frac{1}{2\xi_B}\delta b_{11}\left|\frac{b_{11}}{g_{11}}\right| - 1 = \frac{1}{2 \cdot 0{,}2}0{,}2\left|\frac{1}{1{,}5}\right| = 0{,}6$$

$$p_{11B} = \frac{1}{\xi_B}\delta g_{11} - 1 = \frac{1}{0{,}2}0{,}6 - 1 = 2$$

— calculăm valoarea de prag a factorului de calitate:

$$Q_{prag} = \frac{f_{min}}{B_{presmin}} = \frac{525}{8} = 65$$

deoarece $Q_{prag} < Q_{max}$ calculăm p_{11s} cu formula:

$$p_{11s} = \frac{1}{\gamma^2\left(\frac{Q_{max} \cdot B_{presmin}}{f_{min}} - 1\right)} = \frac{1}{3{,}00^2\left(\frac{8}{525}100 - 1\right)} = 0{,}2$$

$$\gamma = \frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{1\,600}{525} = 3$$

dintre valorile calculate mai sus adoptăm $p_{11\,min} = 2$

— deoarece $p_{11\,min} > p_{11s}$ recalculăm valoarea factorului de calitate al circuitului acordat:

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{presmin}}\left(1 + \frac{1}{p_{11\,min}}\right) = \frac{525}{8}\left(1 + \frac{1}{2}\right) = 97$$

— calculăm capacitatea totală conectată în circuitul acordat, în serie cu condensatorul variabil C_v:

$$C_2 = \sqrt{\frac{C_{v\,max} \cdot g_{11} \cdot Q \cdot p_{11\,min}}{2\pi f_{min}}} = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^3 \cdot 1{,}5 \cdot 97 \cdot 2}{20 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}525}} = 2\,000 \text{ pF}$$

$$a = (\gamma^2 - 1)(C_2 + C_L) = (3^2 - 1)(2\,000 + 3) = 1{,}60 \cdot 10^4$$

$$b = (\gamma^2 - 1)[C_L(2\,C_2 + C_{dif}) + C_2(C_2 + C_{dif})]$$

$$C_{dif} = C_{v\,max} - C_{v\,min} = 500 - 10 = 490 \text{ pF}$$

$$b = (3{,}0^2 - 1)[3(2 \cdot 2\,000 + 490) +$$

$$+ 2\,000(2\,000 + 490)] = 4{,}00 \cdot 10^7$$

$$d = C_2^2 \cdot C_{dif} - (\gamma^2 - 1) \cdot C_2 \cdot C_L(C_2 + C_{dif}) =$$

$$= 2\,000^2 \cdot 490 - (3{,}00^2 - 1)2\,000 \cdot 3(2\,000 + 490) =$$

$$= 1{,}84 \cdot 10^9$$

$$4\frac{a \cdot d}{b^2} = 4\frac{1{,}60 \cdot 10^4 \cdot 1{,}84 \cdot 10^9}{(4{,}00 \cdot 10^7)^2} < 1$$

$$C_1 = \frac{d}{b} - C_{v\,min} = \frac{1{,}84 \cdot 10^9}{4{,}00 \cdot 10^7} - 10 = 36 \text{ pF}.$$

$$C_{t\,max} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,max})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}} = 3 + \frac{2\,000(36 + 500)}{2\,000 + 36 + 500} = 421$$

$$C_{11} = \frac{b_{11}}{2\pi f_0} = \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}145} = 200 \text{ pF}.$$

$$C'' = C_2 - C_{11} = 2\,000 - 200 = 1\,800 \text{ pF}.$$

— calculăm valoarea $C_{t\,min}$:

$$C_{t\,min} = C_L + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,max}} = 3 + \frac{2\,000(36 + 10)}{2\,000 + 36 + 500} = 39$$

— verificăm valoarea:

$$\gamma = \sqrt{\frac{C_{t\,max}}{C_{t\,min}}} = \sqrt{\frac{421}{39}} = 3{,}03$$

Calculul s-a făcut bine, întrucît valoarea găsită nu diferă cu mai mult de 1—2%.

— calculăm valorile C'_{AS} și $C'_{A\Delta f}$:

$$C'_{AS} = 0{,}5\sqrt{\frac{C_{t\,min}}{2\pi f_{max} \cdot Q \cdot R_A}} =$$

$$= 0{,}5\sqrt{\frac{39 \cdot 10^3}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}600 \cdot 97 \cdot 0{,}100}} = 10 \text{ pF}$$

$$C'_{A\Delta f} = (C_{v\,min} + C_1)\sqrt{\frac{C^2_{A\,med} \cdot \xi_{\Delta f}}{C_{t\,min} \cdot Q \cdot \Delta C_A}} = (10 + 36) \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{125^2 \cdot 0{,}1}{39 \cdot 97 \cdot 0{,}5}} = 41{,}4 \text{ pF}$$

— notăm $C'_A = 11$ pF după care calculăm:

$$C' = \frac{C_{A\,med} \cdot C'_A}{C_{A\,med} - C'_A} = \frac{125 \cdot 10}{125 - 10} = 10 \text{ pF}$$

— adoptăm $C' = 10$ pF, după care calculăm valoarea lui C'_A:

$$C'_A = \frac{C_{A\,med} \cdot C'}{C_{A\,med} + C'} = \frac{125 \cdot 10}{125 + 10} = 20 \text{ pF}$$

iar capacitatea condensatorului de aliniere va avea valoarea:

$$C_{T\,med} = C_1 - C'_A - C_M = 36 - 9 - 7 = 20 \text{ pF}$$

— verificăm dacă valoarea găsită este bună:

$$C_{T\,med} \geqslant (0{,}3 - 0{,}5)(C_{v\,min} + C_M + C_L) = (0{,}3 - 0{,}5) \cdot$$

$$(10 + 7 + 3)$$

Pentru exemplul nostru se vede că condiția este îndeplinită, deci calculul s-a făcut bine.

— calculăm valoarea inductanței L_C:

$$L_C = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f^2 \cdot C_{t\,max}} = \frac{1}{4 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}6^2 \cdot 421} = 47\ \mu\text{H}$$

— calculăm valorile: $C_{v\,med}$; $C_{t\,med}$ și f_{med}:

$$C_{v\,med} = \sqrt{C_{v\,min} \cdot C_{v\,max}} = \sqrt{10 \cdot 500} = 70 \text{ pF}$$

$$C_{t\,med} = C_L + \frac{C_3(C_1 + C_{v\,med})}{C_2 + C_1 + C_{v\,med}} = 3 +$$

$$+ \frac{2\,000(34 + 70)}{2\,000 + 36 + 70} = 98 \text{ pF}$$

$$f_{med} = f_{max}\sqrt{\frac{C_{t\,min}}{C_{t\,med}}} = 1\,600\sqrt{\frac{39}{98}} = 960 \text{ kHz}$$

— pentru frecvența f_{min} din gamă calculăm:

$$\rho = 2\cdot\pi\cdot f_0\cdot L_C = 2\cdot 3,14\cdot 0,52\cdot 383 = 1\,248,6\ \Omega$$

$$p_A = \frac{C'_A}{C_v + C_1}\left(1 - \frac{C_L}{C_1}\right) = \frac{11}{10+36}\left(1 - \frac{3}{39}\right) = 1,80\cdot 10^{-2}$$

$$\frac{1}{p_{A0}} = R_A\cdot Q\cdot\frac{p'^2_A}{\rho} = 10^{-3}\cdot 100\cdot 100\ \frac{(1,80\cdot 10^{-2})^2}{1,2\cdot 486} = 2,3\cdot 10^{-3}$$

$$p_1 = \frac{1}{\rho(2\cdot\pi\cdot f_0\cdot C'' - b_{11})} = \frac{1}{1\,248,6\cdot 10^{-3}(2\cdot 3,14\cdot 0,525\cdot 1,8 - 1\cdot 10^{-3})} =$$

$$= 0,13$$

$$p_{11} = \frac{1 + \frac{1}{p_{A0}}}{g_{11}\cdot Q\cdot p_1^2\cdot\rho} = \frac{1 + 2,3\cdot 10^{-3}}{1,5\cdot 10^{-3}\cdot 1\,248,6\cdot 10^{-3}\cdot 100\cdot 0,13^2} = 3,2$$

$$g_g = p_{11}\cdot g_{11} = 3,2\cdot 1,5\cdot 10^{-3} = 4,8\cdot 10^{-3}$$

$$Q_{in} = \frac{Q}{\left(1 + \frac{1}{p_{A0}}\right)\left(1 + \frac{1}{p_{11}}\right)} = \frac{100}{(1 + 2,3\cdot 10^{-3})\left(1 + \frac{1}{3,2}\right)} = 76$$

$$K_{ino} = p_A\cdot Q_{in}\cdot p_1 = 1,80\cdot 10^{-2}\cdot 76\cdot 0,13 = 0,18.$$

$$B_{in} = \frac{f_e}{Q_{in}} = \frac{525}{76} = 6,8 \text{ kHz.}$$

— punînd $R_e = 0$ și considerînd pentru frecvența f_{min} că $\alpha < 1$, calculăm:

$$h = 39(R_e + r'_{bb})i_e(1 - \alpha_0) = 39(0 + 0,200)1,0(1 -$$

$$- 0,99) = 7,8\cdot 10^{-2}$$

$$C_{min} = 3{,}9\, i_e\left(1 - \alpha_0 + \frac{x^2}{2}\right) - \frac{X^2}{D} = 39 \cdot 1(1 - 0{,}99) = 0{,}39$$

$$B = 1 + 3\sqrt[3]{h^2} = 1 + 3\sqrt[3]{0{,}078^2} = 1{,}003$$

$$D = r_{bb'}\left(\frac{1{,}5}{\sqrt[3]{h}} + 2{,}2\sqrt[3]{h} + 0{,}5\frac{1 - \alpha_0}{h}\right) = 0{,}200\left(\frac{1{,}5}{\sqrt[3]{0{,}078}} +\right.$$

$$\left. + 2{,}2\sqrt[3]{0{,}078} + 0{,}5\frac{1 - 0{,}99}{7{,}8 \cdot 10^{-2}}\right) = 469\ \Omega$$

$$F_{1r} = B + \frac{C}{g_s} + D \cdot g_g = 1{,}003 + \frac{5}{0{,}93} + 0{,}469 \cdot 0{,}93 = 7{,}6$$

$$R_{e1} = \frac{\rho}{Q} = \frac{1\,248{,}6}{100} = 12{,}48\ \Omega$$

— adoptăm: $v_{ieq} = 20$ dB; $m = 0{,}3$ şi $B_{rec} = 8 \cdot 10^3$ Hz.

Exemplul 16. Să se calculeze amplificatorul de radiofrecvenţă, adoptînd schema unui amplificator de radiofrecvenţă la care circuitul acordat este cuplat prin autotransformator cu tranzistorul din etajul respectiv şi prin transformator cu tranzistorul din etajul următor, cu C_2 în stînga trimerului C_T. În circuitul de intrare avem valorile $f_{min} = 510$ kHz; $f_{max} = 1\,655$ kHz; $p_{11} = 2$; $L_C = 383\ \mu$H şi $C_{T\,med} = 16$ pF; pentru amplificator luăm: $C_{supl} = 16$ pF şi $C_2 = 2\,000$ pF. Alegem $\xi_r = 0{,}3$, iar pentru tranzistorul din etajul amplificator: $y_{21} = 30$ mS; $g'_{22} = 6\ \mu$S care nu depind de frecvenţă. Pentru frecvenţa de 500 Hz avem: $b_{22} = 50\ \mu$S; $y_{12} = 20\ \mu$S; $g_{11} = 0{,}8$ mS; $b_{11e} = 0{,}8$ mS; $\delta g_{22} = \delta g_{11\ urm} = 0{,}5$; $\delta b_{22} = \delta b_{11\ urm} = 0{,}5$; $b_{11\ urm} = g_{11\ urm} = 0{,}8$.

Banda minimă de trecere a etajului $B_{min} = 8$ kHz; pentru frecvenţa de 510 kHz calculăm valoarea admisibilă a indicelui generalizat de cuplaj:

$$M = \frac{y_{21} \cdot y_{12}}{g_{11} \cdot g_{22} \cdot \xi_r} = \frac{30 \cdot 20}{0{,}8 \cdot 6 \cdot 0{,}3} = 416$$

$$p'_{22} = \left(\frac{M}{1 + p_{11}} - 1\right)\frac{f}{f_{max}} = \left(\frac{416}{1 + 2} - 1\right)\frac{510}{1\,655} = 41{,}4$$

— alegem valoarea coeficientului admisibil de lărgire a benzii de trecere a circuitului acordat $S_B = 1,6$ și $\xi_B = \xi_{\Delta f} = 0,2$ după care calculăm :

$$p_{22s} = p_{11\ urms} = \frac{S_B + 1}{S_B - 1} = \frac{1,6+1}{1,6-1} = 4,5$$

$$p_{22\Delta f} = \frac{1}{2\xi_{\Delta f}} = \frac{1}{2 \cdot 0,2} = 2,5$$

$$p_{22B} = p_{11\ urm\ B} = \frac{1}{\xi_B} \delta g_{22} - 1 = \frac{1}{0,2} 0,5 - 1 = 1,5$$

$$tg\ \varphi_{11\ urm} = \frac{b_{11\ urm}}{g_{11\ urm}} = \frac{0,8}{0,8} = 1$$

$$p_{11\ urm\Delta f} = \frac{1}{2 \cdot \xi_{\Delta f}} \delta b_{11\ urm} \mid tg\ \varphi_{11\ urm} \mid - 1 =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 0,2} 0,5 \cdot 1 - 1 = 0,25$$

analizînd calculele efectuate mai sus adoptăm: $p'_{22\ min} = 21,4$ și $p_{urm\Delta f} = 4,5$.

Deoarece $p'_{22min} > p_{22s}$ și $p'_{11urms} = p_{11\ urms}$ atunci putem calcula pe p'_{11urms} aplicînd relația :

$$p'_{11urms} = \frac{1}{1 - \frac{1}{S_B} - \frac{1}{1 + p'_{22min}}} - 1 =$$

$$= \frac{1}{1 - \frac{1}{1,6} - \frac{1}{1 + 21,4}} = 2,6$$

adoptăm $p_{11\ urm\ min} = 2,6$

— calculăm factorul de calitate al circuitului :

$$Q = \frac{f_{min}}{B_{min}} = \frac{510}{8} = 63,75 \simeq 64$$

— calculăm factorul de calitate al circuitului echivalent frecvența f_{max}:

$$Q_e = Q\left(1 - \frac{1}{1 + p_{21\ urm}} - \frac{1}{1 + p_{11\ urm\ min}}\right) = 64,0 \left(\frac{1}{1+1,5} - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{1+2,6}\right) = 7,74$$

$$p_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot C_{t\,min}}{Q_e \cdot g_{22} \cdot (1 + p_{22\,min})}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}65 \cdot 46}{7{,}74 \cdot 6(1 + 41{,}4)10^3}} = 0{,}04$$

$$p_{1\,urm} = p_2 \sqrt{\frac{g_{22}(1 + p_{22\,min})}{g_{11\,urm}(1 + p_{11\,urm\,min})}} = 0{,}04 \sqrt{\frac{6(1 + 41{,}4)}{0{,}8(1 + 2{,}6)10^3}} = 0{,}012$$

— adoptăm $k_{ct} = 0{,}8$ și $L_c^m = 383\ \mu H$ după care calculăm inductanța bobinei:

$$L_{ct} = L_c \frac{p_{1urm}^2}{k_{ct}^2} = 383 \frac{0{,}012^2}{0{,}8^2} = 0{,}38\ \mu H$$

— luînd valoarea $k_{ts} = 0{,}8$ și $p_a = 0{,}1$ din nomograma 39 determinăm $k_{ct}^2 = 0{,}73$ după care calculăm inductanța bobinei L_{tc}:

$$L_{tc} = L_c \frac{p_2^2}{k_{ct}^2} = 383 \frac{0{,}04^2}{0{,}73} = 0{,}76\ \mu H$$

— pentru frecvența minimă calculăm:

$$Q_e = \frac{Q}{1 + (g_{22} \cdot p_2^2 + g_{11urm} \cdot p_{1urm}^2)\rho \cdot Q} =$$

$$= \frac{64{,}0}{1 + (6 \cdot 0{,}04^2 + 0{,}8 \cdot 10^3 \cdot 0{,}012^2)1\,225{,}6 \cdot 64{,}0 \cdot 10^{-3}} = 6$$

$$R_{OE} = \rho \cdot Q_e = 1\,225{,}6 \cdot 6 = 7{,}3 \cdot 10^3\ \Omega$$

$$A_0 = y_{21} \cdot R_{OE} \cdot p_2 \cdot p_{1\,urm} = 30 \cdot 7{,}3 \cdot 10^3 \cdot 0{,}04 \cdot 0{,}012 \cdot 10^3 \cdot \cdot 10^{-3} = 10{,}5$$

$$B = \frac{f_0}{Q_e} = \frac{0{,}51}{6} = 8{,}5\ \text{kHz}.$$

Exemplul 17. Să se calculeze circuitul acordat al preselectorului — cu un singur circuit acordat — folosind datele din exercițiile anterioare, considerînd $B_{fi} = 8$ kHz.

— pentru $f_{min} = 516$ kHz și $f_{max} = 1\,568$ kHz avem:

$$\frac{B_{pres}}{B_{fi}} = \frac{9{,}6}{8} = 1{,}2$$

$$\frac{B_{pres}}{B_{fi}} = \frac{29}{8} = 3{,}6$$

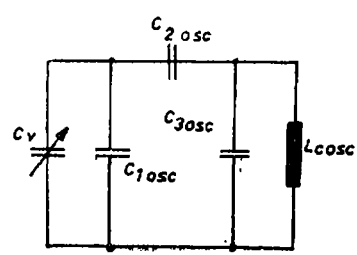


Fig. 151

— din *nomograma 40*, cunoscînd $\xi_{pres} = 1$ și cu ajutorul valorilor rapoartelor de mai sus, găsim: $\xi_{al} = 1{,}2$ și $\xi_{al} = 1{,}1$ după care calculăm parametrul b_c:

$$b_c = \frac{(\xi_{al} \cdot B_{pres}) f_{max}}{(\xi_{al} \cdot B_{pres}) f_{min}} = \frac{1{,}1 \cdot 29 \cdot 1\,568}{1{,}2 \cdot 9{,}6 \cdot 516} = 2{,}7$$

— calculăm frecvențele: f_1; f_2; f_3:

$$f_1 = f_{min} \frac{(\gamma - 1) b_c^{0{,}5} - \gamma + b_c}{b_c - 1} = \frac{516(3{,}04 - 1)2{,}7^{0{,}5} - 3{,}04 + 2{,}7}{2{,}7 - 1} =$$

$$= 991 \text{ kHz}$$

$$f_2 = f_{min} = \frac{(\gamma - 1) b_c^{0{,}067} - \gamma + b_c}{b_c - 1} =$$

$$= 516 \frac{(3{,}04 - 1)2{,}7^{0{,}067} - 3{,}04 + 2{,}7}{2{,}7 - 1} = 572 \text{ kHz}$$

$$f_3 = f_{min} \frac{(\gamma - 1)^{0{,}033} - \gamma + b_c}{b_c - 1} =$$

$$= 516 \frac{(3{,}04 - 1)2{,}7^{0{,}033} - 3{,}04}{2{,}7 - 1} + 2{,}7 = 1\,655 \text{ kHz}$$

— realizăm circuitul acordat al oscilatorului în cazul monoreglajului în trei puncte după schema din figura 151.

— calculăm mărimile auxiliare

$$a = \frac{f_1 + f_2 + f_3}{f_{min}} = \frac{991 + 572 + 1\,655}{516} = 6{,}2$$

$$L = \frac{f_1 f_2 + f_2 f_3 + f_1 f_3}{f_{min}^2} = \frac{991 \cdot 572 + 572 \cdot 1\,655 + 991 \cdot 1\,655}{516^2} = 11{,}5$$

$$c = \frac{f_1 \cdot f_2 \cdot f_3}{f_{min}^3} = \frac{991 \cdot 572 \cdot 1\,655}{516^3} = 6{,}54$$

$$\varphi = \frac{f_1}{f_{min}} = \frac{465}{516} = 0{,}9$$

$$d = a + 2\varphi = 6{,}2 + 2 \cdot 0{,}9 = 8$$

$$l = \frac{b \cdot d - c}{2\varphi} = \frac{11{,}5 \cdot 8 - 6{,}54}{2 \cdot 0{,}9} = 47$$

$$m = a \cdot d + \varphi^2 - b + 1 =$$
$$= 6{,}2 \cdot 8 + 0{,}9^2 - 11{,}5 + 47 = 86$$

$$n = \frac{\varphi^2 \cdot 1 + c \cdot d}{m} =$$
$$= \frac{0{,}9^2 \cdot 47 + 6{,}54 \cdot 8}{86} = 1$$

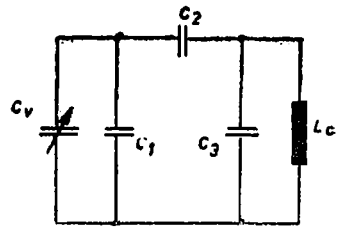


Fig. 152

— circuitul acordat al preselectorului se realizează după schema din figura 152. Din exercițiile anterioare considerăm: $C_1 = 34$ pF; $C_2 = 2\,000$ pF; $C_3 = C_L = 4$ pF, cu care calculăm valorile:

$$C'_{2osc} = \left[C_3 + \frac{C_2(C_1 + C_{v\,min})}{C_2 + C_1 + C_{v\,min}}\right]\frac{\gamma^2}{n} = \left[4 + \frac{2\,000(34 + 17)}{2\,000 + 34 + 17}\right]\frac{3^2}{1} =$$
$$= 468 \text{ pF}$$

$$C_{2\,osc} = \frac{C'_{2osc} \cdot C_2}{C'_{2osc} + C_2 + C_3} = \frac{468 \cdot 2\,000}{468 + 2\,000 + 4} = 338 \text{ pF}$$

$$C_{1\,osc} = C_1 + \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_{2osc} + C_3} = 34 + \frac{2\,000 \cdot 4}{2\,000 + 468 + 4} = 37 \text{ pF}$$

$$C_{3\,osc} = C'_{3\,osc}\left(\frac{n}{1-n} + \frac{C_3}{C_2 + C'_{2osc} + C_3}\right) = 468\left(\frac{1}{47-1} + \right.$$
$$\left. + \frac{4}{2\,000 + 468 + 4}\right) = 4{,}7 \text{ pF}$$

$$C_{t\,osc\,min} = C_{3\,osc} + \frac{(C_{1osc} + C_{v\,min})C_{2osc}}{C_{1osc} + C_{v\,min} + C_{2osc}} = 4{,}7 +$$
$$+ \frac{(37 + 17)338}{37 + 17 + 338} = 50{,}7 \text{ pF}$$

$$C_{t\,osc\,max} = C_{3\,osc} + \frac{(C_{1osc} + C_{v\,min})C_{2osc}}{C_{1osc} + C_{v\,min} + C_{2osc}} =$$
$$= 4{,}7 + \frac{(37 + 500)338}{37 + 500 + 338} = 213{,}2 \text{ pF}$$

— verificăm dacă am calculat bine:

$$\gamma_{osc} = \sqrt{\frac{C_{t\,osc\,max}}{C_{t\,osc\,min}}} = \sqrt{\frac{213{,}2}{50{,}7}} = 2{,}4$$

— valoarea inductanței bobinei circuitului acordat de la oscilator este

$$L_{c\,osc} = \frac{1}{4\pi^2(f_{max} + f_i)^2 C_{i\,osc\,min}} =$$

$$= \frac{1}{4 \cdot 3{,}14^2 \cdot (1 \cdot 500 + 465)^2 \cdot 50{,}7} = 115\ \mu H.$$

Exemplul 18. Să se calculeze un amplificator de frecvență intermediară de bandă îngustă pentru care cunoaștem: $f_i = 465$ kHz; coeficientul de amplificare în tensiune $A_n = 2\,000$; banda de trecere $B_n = 8$ kHz; variația admisibilă a benzii de trecere: 0,2; coeficientul de dreptunghiularitate al curbei de rezonanță $k_{dr0,01} \leqslant 3$; $k_{dr0,1} \leqslant 1{,}9$; pentru $C = 1\,680$ pF, factorul de calitate propriu al circuitelor este $Q_c = 100$; curba de rezonanță trebuie să aibă un singur vîrf; sarcina etajului de ieșire al blocului AFI este constituită dintr-un demodulator cu $K_{ind} = 1{,}8$ kΩ; $C_{ind} = 1$ pF; pentru AFI folosim tranzistorul 414, iar tranzistorii în toate etajele sînt conectați în schema EC. Parametrii tranzistorilor sînt: $r_{11} = 800\ \Omega$; $C_{11} = 120$ pF; $r_{22} = 15$ kΩ; $C_{22} = 30$ pF; $r_{12} = 40$ kΩ; $C_{12} = 8$ pF; $S = 50$ mA/V; $|Y_{21}| = 3{,}4 \cdot 10^{-1}$ S; $f_g \geqslant 60$ MHz; $\beta_0 \geqslant 50$; $r_{bb'}\ C_{col} = 800\ \mu$S; $r_e = 10\ \Omega$; $r_{bb'} = 100\ \Omega$; $\gamma = 1{,}2$.

— calculăm frecvența limită a pantei tranzistorului:

$$f_\beta = f_g^2 \frac{30 \cdot r_b \cdot C_{cd}}{\gamma \cdot \beta_0}\left(1 + \beta \frac{r_e}{r_{bb'}}\right) = 60^2 \frac{30 \cdot 800}{1{,}2 \cdot 50}\left(1 + 50\,\frac{10}{100}\right) = 8{,}6\ \text{MHz}$$

— potențialele amplificării sînt:

1. pentru etajele din blocul FI, cu excepția ultimului etaj:

$$A_{pot} = \frac{1}{2} S \sqrt{r_{11} \cdot r_{22}} = \frac{1}{2} 50 \sqrt{0{,}8 \cdot 15} = 86$$

2. pentru etajul de ieșire:

$$A_{pot\,d} = \frac{1}{2} S \sqrt{R_{ind} \cdot r_{22}} = \frac{1}{2} 50 \sqrt{1{,}8 \cdot 15} = 130$$

— constanta de timp și stabilitatea coeficientului de amplificare:

$$\tau_{in} = r_{11} \cdot C_{11} = 800 \cdot 120 \cdot 10^{-2} = 9{,}6 \cdot 10^{-3}\ \text{s}$$

$$\tau_{ieș} = r_{22} \cdot C_{22} = 15 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-2} = 4{,}5 \cdot 10^{-7}\ \text{s}$$

$$\tau_{ind} = R_{ind} \cdot C_{ind} = 1{,}8 \cdot 10^{3} \cdot 10^{-12} = 1{,}8 \cdot 10^{-9}\ s.$$

$$A = \sqrt{\frac{S}{|y_{12}|}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-3}}{3{,}4 \cdot 10^{-6}}} = 38{,}4$$

$$A_{os} = (0{,}31 - 0{,}43)A = (0{,}31 - 0{,}43)38{,}4 = 12 - 16{,}5$$

— pentru a realiza selectivitatea impusă, trebuie ca amplificatorul să aibă două circuite şi trei filtre de bandă. Dacă considerăm că avem un filtru de bandă de intrare, atunci avem două etaje pentru AFI. Factorul de calitate echivalent al circuitelor va fi:

$$Q_e = \frac{f_i}{B_n \cdot \psi_e(n)} = \frac{465}{8 \cdot 0{,}98} = 59{,}3$$

— coeficienţii de amplificare ai etajelor şi ai amplificatorului sînt:

1. pentru primul etaj:

$$A_{o11} = A_{pot}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = 86\left(1 - \frac{59{,}3}{100}\right) = 35$$

2. pentru cel de al doilea şi următoarele:

$$A_{o12} = A_{pot\ d}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) = 130\left(1 - \frac{59{,}3}{100}\right) = 52{,}8$$

Comparînd coeficienţii de amplificare obţinuţi cu coeficientul de amplificare stabilă $A_{os} = 12 - 16{,}5$ se deduce că amplificatorul este instabil. Aplicînd o corecţie de tip „C", obţinem o amplificare stabilă.

— coeficientul de amplificare total este:

$$A_{on} = A_{o11} \cdot A_{o12} = 35 \cdot 52{,}8 = 1\,850$$

— calculăm parametrii auxiliari:

$$a_1 = a_2 = \frac{\pi \cdot f_i}{Q_e}\left(1 - \frac{Q_e}{Q_c}\right) =$$

$$= \frac{3{,}14 \cdot 465}{59{,}3}\left(1 - \frac{59{,}3}{100}\right) \simeq 10\ kHz$$

— capacitățile proprii ale circuitelor filtrelor de bandă se deduc din condiția de conectare fără prize a circuitelor la tranzistor și demodulator:

$$C_{c1} = C_{c\ max\ 1} = \frac{1}{2a_1 \cdot r_{22}} - C_{22} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^3} - 30 = 3\,300 \text{pF}.$$

$$C_{c2} = C_{c\ max\ 2} = \frac{1}{2a_1 \cdot r_{11}} - C_{11} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1\,800} - 1 =$$

$$= 27{,}7 \cdot 10^3 \text{ pF}.$$

— pentru cel de al doilea circuit al filtrului de bandă din etajul de ieșire avem:

$$C_{c2} = C_{c\ max\ dr} = \frac{1}{2a_2 \cdot R_{ind}} - C_{ind} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1800} - 1 = 27{,}7 \cdot 10^3 \text{ pF}.$$

Capacitatea obținută depășește valoarea optimă $C_o =$ $= 1\,680$ pF de aceea luăm: $C_{c1} = C_{c2} = C_o = 1\,680$ pF.

— coeficienții de transformare sînt:

$$p_{Tr1} = \sqrt{\frac{C_{c1}}{C_{c\ max1}}} = \sqrt{\frac{1\,680}{3\,300}} = 0{,}71$$

$$p_{Tr2} = \sqrt{\frac{C_{c2}}{C_{c\ max2}}} = \sqrt{\frac{1\,680}{62 \cdot 10^3}} = 0{,}16$$

$$p_{Tr.dr} = \sqrt{\frac{C_{c2}}{C_{c\ max\ dr}}} = \sqrt{\frac{1\,680}{27{,}7 \cdot 10^3}} = 0{,}25$$

— capacitățile totale ale circuitelor sînt:

$C_{t1} = C_{c1} + p^2_{Tr1} \cdot C_{22} = 1\,680 + 0{,}71^2 \cdot 30 = 1\,700$ pF

$C_{t2} = C_{c2} + p^2_{Tr2} \cdot C_{11} = 1\,680 + 0{,}16^2 \cdot 120 = 1\,700$ pF

$C_{t\,dr} = C_{c2} + p^2_{Tr2} \cdot C_{ind} = 1\,680 + 0{,}25^2 \cdot 1 = 1\,680$ pF

— inductanțele circuitelor:

$$L_1 = L_2 = \frac{2{,}53 \cdot 10^{12}}{f_i^2 \cdot C_t} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{12}}{465^2 \cdot 1\,700} = 68{,}5\ \mu\text{H}$$

— coeficienții de cuplaj ai circuitelor și inductanțele mutuale:

$$k_{cupl} = \frac{\beta}{Q_e} = \frac{1}{59,3} = 0,0165$$

$$M = k_{cupl} \sqrt{L_1 \cdot L_2} = 0,0165 \cdot 68,5 = 1,16\ \mu H$$

— dacă avem: $I_{Co} = 1,5$ mA; $I_{Bo} = 10\ \mu A$; $U_{BEo} = -100$ mV; $U_{Eo} = 0,5$ V; $I_{Bo} = 10 \cdot 10^{-6}\ \mu A$; $I_D = 200\ \mu A$; $U_{CEo} = -5$ V; $E_c = 9$V.
rezultă:

$$R_1 = \frac{U_{Eo}}{I_{Co}} = \frac{0,5}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 330\ \Omega$$

$$R_3 = \frac{E_C - U_{Eo} - U_{CEo}}{I_{Co}} = \frac{9 - 0,5 - 5}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 2,3\ k\Omega$$

$$R_2 = \frac{E_C - R_1 \cdot I_D}{I_D + I_{Bo}} = \frac{9 - 330 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{200 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6}} = 42,7\ k\Omega$$

— capacitatea condensatorului de decuplare este:

$$C_1 > \frac{5 \ldots 20}{2\pi \cdot f_{min} \cdot R_n}$$

adica la f_{min} reactanța condensatorului C_1 să fie mai mică decît R_4 de cel puțin 5—20 ori.

Exemplul 19. Să se calculeze un demodulator în amplitudine cu tranzistori, în varianta de cuplaj rezistență-capacitate pentru care se cunosc:

1. coeficienții distorsiunilor de frecvență la frecvența cea mai joasă și cea mai înaltă de modulație $M_j = 1, 2$ și $M_i = 1, 2$.

2. indicele de modulație maxim $m = 0,9$.

3. frecvența minimă și maximă de modulație: $f_{min} = 0,3$ kHz și $f_{max} = 3$ kHz.

4. frecvența intermediară: $f_i = 465$ kHz.

5. rezistența și capacitatea de intrare ale AAF: $R_{intAAF} = 10^4\ \Omega$ și $C_{intAAF} = 1\,000$ pF.

6. amplitudinea tensiunii aplicată la intrarea în AAF: $U_{intAAF} = 0,05$ V.

7. tipul de tranzistor folosit se alege cunoscînd frecvența intermediară și din condiția: $f_i < \frac{f_a}{2}$.

— determinăm parametrii schemei echivalente de ieşire a demodulatorului asemănător cu schema echivalentă a amplificatorului cu tuburi. În acest scop folosim relaţiile:

$$S_d = \frac{\partial I_m}{\partial U_m}\Big| U_{ct}; \quad R_{id} = \frac{\partial U}{\partial I_m} U_{mct}; \quad \mu_d = S_d \cdot R_{id}$$

— presupunem că din graficul acestor funcţii au rezultat valorile:

$$R_{id} = 100\ \Omega; \quad S_d = 150\ \text{mA/V}$$

— din condiţia $R_3 \geqslant (5-10)R_{in\ AAF}$ alegem $R_3 = 50\ \text{k}\Omega$, după care determinăm rezistenţa echivalentă de sarcină în curent alternativ:

$$R_{s\Omega} = \frac{R_{id}}{1 + \frac{R_{id}}{R_s} + \frac{R_{id}}{R_{in\,AAF}}} = \frac{100}{1 + \frac{100}{5 \cdot 10^4} + \frac{100}{10^4}} = 100\ \Omega.$$

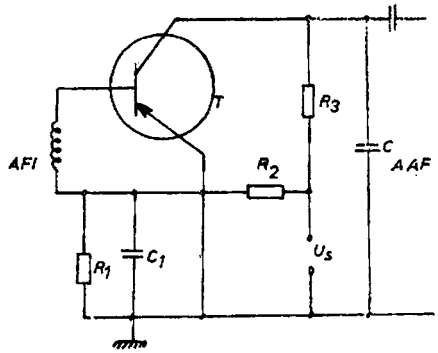


Fig. 153

— valoarea admisibilă a capacităţii din circuitul de colector se află din condiţia de asigurare a distorsiunilor admisibile de frecvenţă la frecvenţe înalte:

$$C_{ad} \leqslant \frac{\sqrt{M_1^2 - 1}}{2\pi \cdot f_{max} \cdot R_s} = \frac{\sqrt{1{,}2^2 - 1}}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 100} = 3 \cdot 10^{-9}\ \text{F}.$$

— valoarea capacităţii C_2 rezultă din relaţia de mai jos, luînd $C_{leş\,d} = 50\ \text{pF}$

$$C_2 = C_{ad} - C_{leş\,d} - C_{in\ AAF} = 3\,000 - 50 - 1\,000 = 1\,950\ \text{pF}.$$

luăm $C_2 = 2\,000\ \text{pF}$.

— coeficientul de transfer al demodulatorului:

$$K_d = S_d \cdot R_s = 0{,}150 \cdot 100 = 15$$

— amplitudinea tensiunii aplicate demodulatorului:

$$U_{ind} = \frac{U_{inAAF}}{K_d \cdot m} = \frac{0{,}05}{15 \cdot 0{,}8} = 0{,}004 \text{ V}.$$

— capacitatea condensatorului de separare:

$$C_3 \geqslant \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \sqrt{M_j^2 - 1}(R_s + R_{inAAF})} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 300 \sqrt{1{,}2^2 - 1}(30\,000 + 10\,000)} = 13{,}6 \cdot 10^{-8} \text{F}.$$

— valoarea capacității C_1:

$$C_1 \geqslant \frac{5}{2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot R_1}$$

Analog se pot efectua calcule ale schemelor cu tranzistori conectați în schema colector comun sau bază comună.

Exemplul 20. Să se calculeze un amplificator prefinal cuplat direct cu etajul final, folosind un tranzistor EFT 323 în punctul static de funcționare având caracteristicile: $U_{CEo} = 0{,}49$ V; $I_{Co} = 17$ mA; $U_{BEo} = 0{,}24$ V; $I_{BO} = 0{,}25$ mA; $h_{11E} = 1\,500\ \Omega$; $h_{21E} = 150$; $h_{12E} = 0{,}4 \cdot 10^{-3}$; $h_{22E} = 42 \cdot 10^{-6}$ S; $\Delta h_E = 3 \cdot 10^{-5}$.

Rezistența de ieșire a etajului prefinal are valoarea $R_g = 300\ \Omega$; rezistența de intrare a etajului final are valoarea: $R_{int} = 500\ \Omega$; semnalul pe care trebuie să-l furnizeze etajul prefinal la intrarea etajului final $e_g = 0{,}1$ V.

1. punînd condiția ca la colectorul tranzistorului T_1 să avem față de masă tensiunea egală cu tensiunea de la baza tranzistorului T_2, putem deduce valoarea rezistenței R_1:

$$U_{CEoT1} = U_{BT2} = E_C - R_1 \cdot I_{CoT1}$$

$$R_1 = \frac{E_C - U_{BT2}}{I_{CoT1}} = \frac{E_C - U_{CEoT1}}{I_{COT1}} = \frac{9 - 0{,}49}{17 \cdot 10^{-3}} = 500\ \Omega$$

2. tensiunea U_{R3}, care participă la stabilizarea funcționării față de temperatură, trebuie să fie mai mică față de U_{BEoT1}, adică să fie îndeplinită inegalitatea:

$$R_3 < \frac{U_{BEOT1}}{(10-20)I_{BOT1}} = \frac{0{,}24}{(10-20)0{,}25 \cdot 10^{-3}} = 100 - 50\ \Omega.$$

adoptăm orice valoare între 50—100 Ω.

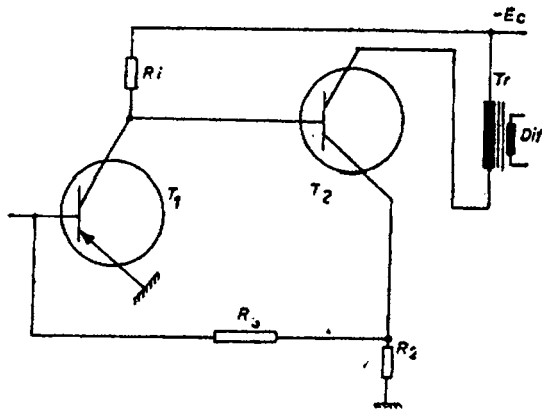


Fig. 154

3. Rezistența de sarcină totală din circuitul de colector al rezistorului prefinal T_1 este:

$$\frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{int}} = \frac{1}{500} + \frac{1}{500} = 250\,\Omega.$$

4. amplificarea de tensiune a etajului în domeniul frecvențelor audio medii este:

$$A_{Uo} = \frac{h_{21E} \cdot R_s}{h_{11E} + \Delta h_E \cdot R_s} = \frac{150 \cdot 250}{1\,500 + 3 \cdot 10^{-4} \cdot 250} = 25$$

5. amplificarea în curent la frecvențe audio medii este:

$$A_{Io} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{122E} \cdot R_s} = \frac{150}{1 + 42 \cdot 10^{-6} \cdot 250} = 15$$

Exemplul 21. Să se calculeze un amplificator de audiofrecvență de semnal mare în contratimp, clasă „B", cu transformator de ieșire, la care se cunosc: $P_{Udif} = 3$ W; $d_{max} = 8\%$; $E_c = 9$ V; $R_d = 4\,\Omega$; $f_{min} = 500$ Hz; $f_{max} = 1\,500$ Hz; $M_j = M_s = 1{,}42$.

Folosim tranzistori de putere de tipul AD155 cu: $i_{c\ max\ adm} = 2$ A și $P_{d\ max\ adm} = 6$ W.

Din caracteristica statică de intrare a tranzistorului alegem o tensiune de polarizare inițială a bazei $U_{BEo} = 0{,}2$ V, la care corespunde: $I_{BO} = 150\,\mu$A; $I_{Co} = 15$ mA.

Pe timpul funcționării limităm tensiunea minimă de colector la $U_{c\ min} = 1$ V.

Considerăm pierderea de tensiune de *cc* pe jumătate din rezistența primarului și pe fiecare din rezistențele R_4 egală cu 0,5 V, pentru care avem:

$$U_{CEo} = U_{c\ max} = 8{,}5\ V.$$

1. amplitudinea fundamentalei tensiunii de colector este:

$$U_c = (U_{c\ max} - U_{c\ min}) = 8{,}5 - 1 = 7{,}5\ V.$$

2. adoptăm randamentul transformatorului $\eta_{Tr} = 0{,}8$ după care calculăm puterea utilă necesară în primarul transformatorului:

$$P_{U\ necesară} = \frac{P_{U\ dif}}{\eta_{Tr}} = \frac{3}{0{,}8} = 3{,}75\ W.$$

3. Curentul de colector necesar pentru obținerea puterii utile:

$$i_{c\ max\ necesar} = \frac{2P_{Uc}}{E_c} = \frac{2 \cdot 3{,}75}{9} = 0{,}8\ A$$

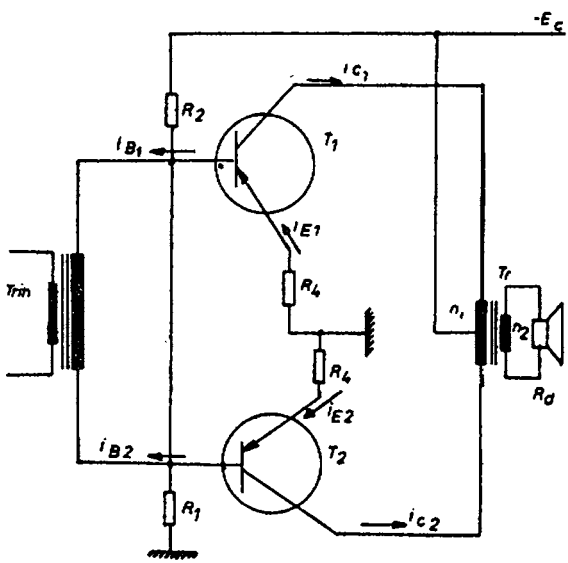


Fig. 155

4. Prin punctul inițial M ($U_{co} = 8{,}5$ V; $I_{co} = 1{,}7$ mA) de funcționare dinamică, ducem prin încercări caracteristică dinamică pentru fiecare tranzistor, astfel ca $i_{c\ max}$ să fie cel puțin egal cu 0,8 A, pentru care obținem pentru punctul A niște valori limită, care pentru exercițiul nostru sînt egale cu

$$I_{B\ max} = 9 \text{ mA}; \; i_{c\ max} = 0{,}9 \text{ A și } U_{CE\ max} = 1 \text{ V}.$$

5. Rezistența de sarcină de la colector la colector, comună ambilor tranzistori, are valoarea:

$$R_{cc} = 4\,\frac{u_{c\,max} - u_{c\,min}}{i_{c\,max} - i_{c\,min}} = 4\,\frac{8{,}5 - 1}{0{,}9 - 0{,}015} = 33\ \Omega$$

6. raportul de transformare între întreg primarul ($2n_1$) și secundar n_2 este:

$$\frac{2n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{\eta_{Tr} \cdot R_{cc}}{R_d}} = \sqrt{\frac{0{,}8 \cdot 33}{4}} \simeq 2{,}5$$

7. puterea utilă reală totală în primarul transformatorului este:

$$P_{UC} = \frac{1}{2}\,(u_{c\,max} - u_{c\,min})(i_{c\,max} - i_{c\,min}) = \frac{1}{2}\,(8{,}5 - 1) \cdot$$
$$\cdot (0{,}9 - 0{,}015) = 3{,}3 \text{ W}.$$

8. puterea disipată în cazul puterii utile de ieșire maximă este:

$$P_d = \left(\frac{4}{\pi} - 1\right) P_{UC} = \left(\frac{4}{3{,}14} - 1\right) 3{,}3 = 0{,}9 \text{ W}.$$

9. puterea absorbită de întregul etaj este:

$$P_a = 2\,U_{Co}\,\frac{i_{c\,max}}{\pi} = 2 \cdot 8{,}5\,\frac{0{,}9}{3{,}14} = 4{,}9 \text{ W}.$$

10. randamentul etajului:

$$\eta_{etaj} = \frac{P_{UC}}{P_a} = \frac{3{,}3}{4{,}9} = 68\%$$

11. primele armonici ale tensiunii și curentului alternativ de colector:

$$U_c = (u_{c\,max} - u_{c\,min}) = 8{,}5 - 1 = 7{,}5 \text{ V}.$$

$$I_c = i_{c\,max} - i_{c\,min} = 0{,}9 - 0{,}015 = 0{,}885 \text{ A}.$$

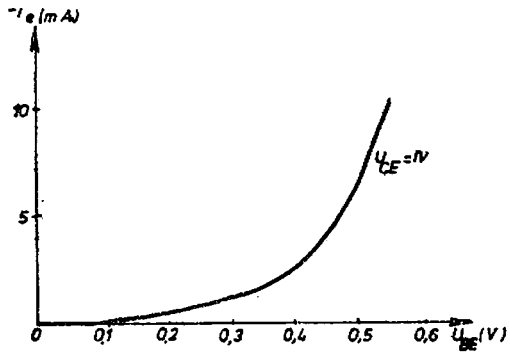


Fig. 156

12. considerînd $I_D = 15$; $I_{Bo} = 15 \cdot 150 = 2\,250\ \mu A$, obținem valorile rezistențelor R_1 și R_2:

$$R_1 = \frac{U_{BBo}}{I_D} = \frac{0,15}{2,25 \cdot 10^{-3}} = 67\ \Omega.$$

$$R_2 = \frac{E_c - R_1 \cdot I_D}{I_D + I_{Bo}} = \frac{9 - 67 \cdot 2,25 \cdot 10^{-3}}{(2,25 + 0,15)10^{-3}} = 3,25\ k\Omega.$$

13. pentru calculul distorsiunilor de neliniaritate din caracteristica dinamică compusă a amplificatorului aflăm mai întîi valorile:

$$e_{g\ max} = 1,43\ V \qquad i_{c\ max} = 0,9\ A$$

$$e_{gT} = \frac{e_{g\ max}}{\sqrt{2}} = \frac{1,43}{\sqrt{2}} = 1,01\ V \quad i_{cT} = 0,61\ A$$

$$e_{g\ min} = -0,152\ V \qquad i_{c\ min} = -1\ A$$

$$e_{gs} = -\frac{3\ e_{g\ max}}{\sqrt{2}} = -1,01 \quad i_{cs} = -0,61\ A$$

14. armonicile 1 și 3 ale curentului de colector se calculează cu relațiile de mai jos:

$$I_{C1} = \frac{(i_{cT} - i_{cS})\sqrt{2} - (i_{c\ max} - i_{c\ min})}{4} =$$

$$= \frac{(0,61 + 0,61)\sqrt{2} + (0,9 + 0,9)}{4} = 0,88\ A$$

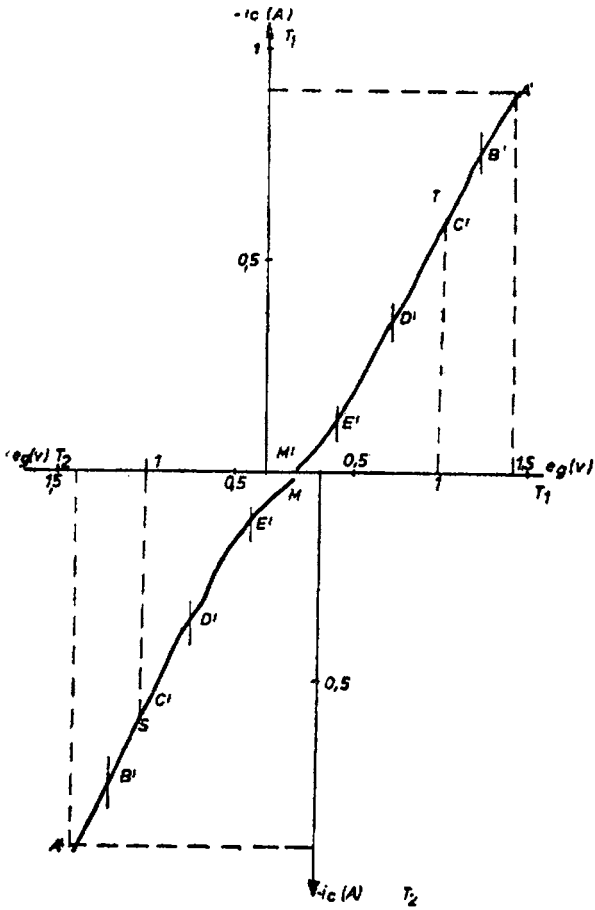


Fig. 157

$$I_{cs} = \frac{i_{c\,max} - i_{c\,min} - 2I_{ci}}{2} = \frac{0,9 + 0,9 - 2 \cdot 0,88}{2} = 0,02 \text{ A.}$$

15. valoarea distorsiunilor de neliniaritate este:

$$d = \frac{I_{cs}}{I_{ci}} = \frac{0,020}{0,88} = 2,3\%$$

16. armonica 1 a curentului de bază (la fiecare tranzistor) se calculează cu relațiile :

$$I_{B1} = \frac{i_{B\,max} - i_{B\,min}}{2} = \frac{9 - 0{,}15}{2} = 4{,}42 \text{ mA.}$$

$$U_{B1} = u_{BE\,max} - u_{BE\,min} = 0{,}53 - 0{,}15 = 0{,}38 \text{ V}$$

17. rezistența de intrare a fiecăruia dintre tranzistorii finali :

$$R_{in} = \frac{U_{B1}}{I_{B1}} = \frac{0{,}38}{4{,}42 \cdot 10^{-3}} = 86 \ \Omega$$

18. puterea de intrare totală necesară :

$$P_{in} = U_{B1} \cdot I_{B1} = 0{,}38 \cdot 4{,}42 \cdot 10^{-3} = 1{,}68 \text{ mW.}$$

19. amplificarea de putere de la bazele tranzistorilor pînă a primarul transformatorului de ieșire este :

$$A_p = \frac{P_{uc}}{P_{in}} = \frac{3{,}3}{1{,}68 \cdot 10^{-3}} = 1\,960$$

20. calculăm valoarea rezistenței R_4 :

$$R_4 = 0{,}04 \frac{u_{c\,max} - u_{c\,min}}{i_{c\,max} - i_{c\,min}} = 0{,}04 \frac{8{,}5 - 1}{0{,}9 - 0{,}015} = 0{,}34 \ \Omega$$

21. elementele transformatorului de ieșire sînt :

— rezistența înfășurărilor :

$$r_1 = 0{,}293 \cdot R_{cc}(1 - \eta_{Tr}) = 0{,}293 \cdot 33(1 - 0{,}8) = 2 \ \Omega$$

$$r_2 = 0{,}41 \cdot R_d \frac{1 - \eta_{Tr}}{\eta_{Tr}} = 0{,}41 \cdot 4 \frac{1 - 0{,}8}{0{,}8} = 0{,}41 \ \Omega$$

— inductanța totală a primarului :

$$L_1 \geqslant \frac{R_{cc} - r_1}{2\pi \cdot f_{min} \sqrt{M_1^2 - 1}} = \frac{33 - 2}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 500 \sqrt{1{,}42^2 - 1}} = 0{,}009 \text{ H}$$

— inductanța de scăpări :

$$L_s < \frac{2R_{cc}}{2\pi \cdot f_{max}} = \frac{2 \cdot 33}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1\,500} = 0{,}007 \text{ H}$$

— la aplicarea semnalului maxim prin fiecare tranzistor va circula un curent :

$$I_{c\ med} = \frac{i_{c\ max}}{\pi} = \frac{0,9}{3,14} = 0,285\ A.$$

— pierderea de tensiune de *cc* la jumătate din înfăşurarea primară a transformatorului :

$$I_{c\ med} = 1 \cdot 0,285 = 0,285\ V.$$

22. pierderea de tensiune la bornele fiecăreia din rezistenţele R_4:

$$I_{c\ med} \cdot R_4 = 0,34 \cdot 0,285 = 0,1\ V.$$

Pentru a afla tensiunea efectivă de *cc* colector-emitor la fiecare tranzistor, din tensiunea bateriei scădem aceste pierderi.

Anexa

Prefixe zecimale (metrice)

Denumirea prefixului	Raportul față de unitatea fundamentală	Simbolul
Pico	10^{-12}	p
Nano	10^{-9}	n
Micro	10^{-6}	μ
Mili	10^{-3}	m
Centi	10^{-2}	c
Deci	10^{-1}	d
Deca	10	da
Hecto	10^{2}	h
Kilo	10^{3}	k
Mega	10^{6}	M
Giga	10^{9}	G
Tera	10^{12}	T

Anexa 2

Transformarea lungimilor de undă în frecvențe

Lungimea de undă m	Frecvența kHz	Lungimea de undă m	Frecvența kHz
1	300 000	180	1 667
2	150 000	200	1 500
3	100 000	220	1 364
4	75 000	240	1 250
5	60 000	260	1 154
6	50 000	280	1 071
7	42 857	300	1 000

Anexa 2 (continuare)

Lungimea de undă m	Frecvența kHz	Lungimea de undă m	Frecvența kHz
8	37 500	320	937,5
9	33 333	340	882,5
10	30 000	360	839,5
12	25 000	380	789,5
14	21 428	400	750,0
16	18 750	420	714,3
18	16 667	440	681,8
20	15 000	460	657,2
25	12 000	480	625,0
30	10 000	500	600,0
35	8 571	520	576,9
40	7 500	540	555,6
45	6 667	560	535,7
50	6 000	580	517,2
70	4 286	600	500,0
80	3 750	620	483,9
90	3 333	640	468,8
100	3 000	660	454,5
120	2 500	680	441,2
140	2 143	700	428,6
160	1 875		

Anexa 3

Notații convenționale ale diferitelor caracteristici tehnice ale aparatelor de măsurat imprimate pe scările acestora

Caracteristica tehnică	Notația	Caracteristica tehnică	Notația
Voltmetru	V	Clasa de precizie a aparatului	2,5
Ampermetru	A	Izolația aparatului a fost încercată la o tensiune de	ϟ 2 kV
Ohmmetru	Ω	Aparatul funcționează în poziție verticală	↑
Aparat numai pentru conectarea în circuitele de curent continuu	—	Aparatul funcționează în poziție orizontală	→
Aparat pentru conectarea în circuitele de curent alternativ	~	Aparatul funcționează în poziție înclinată sub un unghi de	<60°
Aparate care pot fi conectate atît în circuitele de curent continuu, cît și în circuitele de curent alternativ	≂	Semn indicator de înaltă tensiune	ϟϟ

Anexa 4

Diode redresoare cu germaniu

Indicativ	curent I_D pentru o tensiune UD		valori inverse		curent mediu redresat I_{Rmed} A	Valori limită	
	U_D V	I_D A	U_{inv} V	I_{inv} A		U_{invmax} V	curent de vîrf A
EFR135	0,7	15	150	350	0,8	100	15
EFR136	0,7	15	75	350	12	50	15
Д424	0,3	0,3	200	500	0,3	200	—
Д426	0,3	0,1	300	350	0,1	350	—
Д427	0,3	0,1	400	300	0,1	400	—

Anexa 5

Diode cu germaniu cu contact punctiform

Indicativ	I_D mA	U_{inv} V	I_{inv} μA	U_{invmax} V	I_{max} mA
EFD106	5	2	10	25	30
EFD107	4,5	5	22	10	20
EFD108	—	10	8	100	30
EFD115	5	2	2,5	45	35
Д2Б	5	10	100	30	50
Д2В	10	30	250	40	75
Д2Г	2÷ 5	50	250	75	50
Д2Д	2÷10	50	250	75	50
Д2Ж	2÷10	100	250	125	50

Anexa 6

Tole EI cu fereastră mărită

a	b			f
52	16	10	26	26
64	20	12	32	32
82	25	16	41	41
104	32	20	52	53
130	40	25	65	65

Tole EI

a	b			f
42	14	7	21	7
48	16	8	24	8
54	18	9	27	9
60	20	10	30	10
66	22	11	33	11
78	26	13	39	13
84	28	14	42	14
92	30	16	46	16

Anexa 7

Tole M

a	b	c	e	f
20	5	3,5	13	4
30	7	5	20	6,5
42	12	6	30	9
55	17	8,5	38	10,5
65	20	10	45	12,5
74	23	11,5	51	14
85	29	14,5	59	15,5
102	34	17	68	17

Anexa 8

Echivalențe pentru tranzistori-I

R.S.R.	Franceză	Sovietică	Cehoslovacă	Americană
EFT121 EFT321 EFT322 EFT325	SFT121 SFT321	П13 П14 П15	103NU170	2N188A 2N408 2N422 2N466 TF65
EFT151 EFT351 EFT352 EFT353	SFT151 SFT351	П13Б П13	103NU70	2N107 2N109 2N175
EFT351	SFT351	П13Б	103NU70	2N1984
EFT321	SFT321	П1[illegible]		2N1983
EFT351				2N412
		П36		2N255

Anexa 9

Caracteristicile sîrmei de bobinaj Cu—Em

Φ m.m.		Secțiunea mm²	Rezistența Ω/m	Greutatea g/m	Spire/cm²
Efectiv	Emali				
0,10	0,115	0,0078	2,28	0,080	6 400
0,15	0,17	0,0176	0,993	0,180	2 970
0,20	0,225	0,0314	0,558	0,280	2 230
0,25	0,275	0,049	0,356	0,487	1 250
0,30	0,325	0,070	0,248	0,629	900
0,35	0,375	0,096	0,182	0,946	675

Anexa 9 (continuare)

Φ m.m.		Secțiunea mm²	Rezistența Ω/m	Greutatea g/m	Spire/cm²
Efectiv	Email				
0,40	0,43	0,125	0,140	1,12	520
0,45	0,47	0,157	0,112	1,54	415
0,50	0,535	0,196	0,090	1,75	337
0,55	0,585	0,238	0,073	2,27	278
0,60	0,64	0,282	0,062	2,52	234
0,70	0,74	0,384	0,045	3,43	172
0,75	0,79	0,442	0,043	4,30	152
0,80	0,85	0,502	0,034	4,47	134
0,90	0,95	0,636	0,027	5,66	106
1,00	1,05	0,785	0,022	7	86
1,20	1,26	1,131	0,016	10,07	60
1,25	1,31	1,227	0,0145	11,58	56,6
1,40	1,46	1,539	0,0116	13,70	46
1,50	1,56	1,761	0,0101	16,40	38
1,60	1,66	2,011	0,0088	17,90	34
1,80	1,86	2,547	0,0070	22,60	26
2	2,06	3,142	0,0050	28,00	18

Anexa 10

Echivalențe pentru tranzistori — II

R.S.R.	U.R.S.S.	Japonia (Hitachi)	R.P.U. (Tungsram)	Philips (Valvo)	Siemens	Telefunken
EFT151 EFT351	P14A		AC70	OC70	TF65 AC151	OC602
EFT152 EFT352	P16A		AC71	OC71	TF65 AC151	OC603
EFT153 EFT353	P16B	2SB75 2SB76	AC75	OC75	TF65 AC151	OC604 AC122
EFT121 EFT123 EFT321 EFT323	P16A	2SB77 2SB78 2SB79	 AC72	 OC72	TF66 AC152	AC166 AC131
EFT125		2SB155 2SB154 2SB156A	AC74	OC74	AC121 AC153	OC602SEPC OC604SEPC AC117

R.S.R.	U.R.S.S.	Japonia (Hitachi)	R.P.U. (Tungsram)	Philips (Valvo)	Siemens	Telefunken
EFT124 EFT143			AC79	OC79	AC120	OC602SEPC OC604SEPC AC124
EFT213 EFT113	P201 P201A		AD201	OC16	TF80/30 AD130	
EFT214 EFT114	P203	2SB84	AD203		TF80/60 AD131	OD603/50
EFT240 EFT250	P4B	2SB229	ASZ15	OC28 ASZ15	TF80/80 AD132	
EFT238 EFT239	P4G	2SB228	ASZ16	OC29 ASZ16		
EFT108 EFT308	P406 P407	2SA15 2SA15	AF44	OC44		OC613 AF101
EFT106 EFT306 EFT307 EFT107	P12	2SA12 2SA13	AF45	OC45		OC612 AF101
EFT317 EFT320	P401	2SA81 2SA84	AF105	AF116 AF126		AF105
EFT317 EFT319	P402	2SA80 2SA131 2SA132	OC614	AF115 AF125		OC614
	P14B		AC76	OC76	TF66/30	AC123
	P25A	2SB55	AC77	OC77	TF66/60	
	P202	2SB83	AD202	OC26	TF80/30	OD603
	P2A P2B			OC72 OC74 OC79		OC604
	P403			OC171		OC615

Anexa 11

Caracteristicile tehnice ale difuzoarelor produse în R.S.R.

Tipul difuzorului	Dimensiuni mm	Greutate kg	Putere nominală VA	Domeniu de utilizare Hz	Impedanța nominală Ω
P21458	155×103 h = 52,8	0,440	3	90 ÷ 15 000	4
P21465	183×133 h = 78,3	0,470	3	68 ÷ 12 000	4
P21480	233×160 h = 72,8	0,525	6	60 ÷ 12 000	4
P21460	Ø = 105 h = 50	0,160	3	123 ÷ 90 000	3
P32628	Ø = 155 h = 46,9	0,250	3	71 ÷ 15 000	750
P21483	Ø = 216 h = 111,6	1,8	10	40 ÷ 16 000	6

Anexa 12

Relații de trecere între parametrii „h" în conexiunile EC BC și valori tipice pentru acești parametri

Conexiune	h_{11b}	h_{12b}	h_{21b}	h_{22b}	h_{11e}	h_{12e}	h_{21e}	h_{22e}
BC	30 Ω	$4{,}4 \cdot 10^{-4}$	− 0,98	$0{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 1/\Omega$	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{11b} \cdot h_{22b}}{1+h_{21b}} - h_{12b}$	$\frac{-h_{21b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$
EC	$\frac{h_{11e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{11e} \cdot h_{22e}}{1+h_{21e}} - h_{12e}$	$\frac{-h_{21e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}$	1 500 Ω	$3{,}1 \cdot 10^{-4}$	49	$25 \cdot 10^{-6} \cdot 1/\Omega$

Anexa 13

Relații uzuale aproximative între parametrii „r" și „h"

Parametrul în schema „r"	Valori tipice	Funcții de h_e	Funcții de h_b
α	0,98	$\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$	$-h_{21b}$
β	49	h_{21e}	$\frac{-h_{12b}}{1 - h_{21b}}$
r_e	12,5 Ω	$\frac{h_{12e}}{h_{22e}}$	$h_{11b} - \frac{h_{12b}}{h_{22b}}(1 + h_{21b})$
r_b	875 Ω	$h_{11e} - \frac{h_{12e}}{h_{22e}}(1 + h_{21e})$	$\frac{h_{12b}}{h_{22b}}$
r_c	2 MΩ	$\frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}}$	$\frac{1 - h_{12b}}{h_{22b}}$

Anexa 14

Relații între parametrii „h" și „y"

Parametrii „h"	h_{11}	h_{12}	$-h_{21}$	h_{22}	$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$	1
Parametrii „y"	1	$-y_{12}$	$-y_{21}$	$\Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}$	y_{22}	y_{11}

Anexa 15

Parametrii tranzistorilor în schema cu emițătorul la masă

Tranzistor	r_e Ω	r_b Ω	r_c Ω	r_m Ω	α	$r_c - r_m$ kΩ	β
cu joncțiuni	10	400	1 000	950	0,95	50	−19
cu vîrfuri	250	300	20	35	1,74	−15	2,36

Anexa 16

Parametrii tranzistorilor în schema cu colectorul la masă

Tranzistor	r_e Ω	r_b Ω	$k_\Omega^{r_e}$	$k_\Omega^{r_m}$	α	γ
cu joncțiuni	10	400	1 000	950	0,95	−20
cu vîrfuri	250	300	20	35	1,74	1,35

Anexa 17

Parametrii echivalenți în schema cu baza la masă

Tranzistor	r_e Ω	r_b Ω	r_c Ω	r_m Ω	α	S mA/V	R_i kΩ	h mA/V
cu joncțiuni	10	400	1 000	950	0,95	−31,68	73,2	−0,0133
cu vîrfuri	250	300	20	35	1,74	−62,2	1,044	−0,0523

Anexa 18

Parametrii echivalenți ai tranzistorilor în schema cu emițătorul la masă

Tranzistori	α	β	S′ mA/V	R_i' kΩ	h′ μA/V
cu joncțiuni	0,95	−19	31,67	73,2	−0,333
cu vîrfuri	1,74	−2,36	61,24	1,044	−432

Anexa 19

Parametrii echivalenți ai tranzistorilor în schema cu colectorul la masă

Tranzistorul	γ	S″ mA/V	R_i'' Ω	h″ mA/V
cu joncțiuni	20	−33,3	30	−1,65
cu vîrfuri	−1,35	−35,2	28	26,5

Tole tip E

Tipul tolei	Dimensiunile				Limitele $Q_s \cdot Q_s$ cm⁴
	a cm	b cm	h cm	$Q_s = b \cdot h$ cm²	
E-10	1	0,5	1,5	0,75	0,75—1,5
E-10	1	0,65	1,8	1,17	1,17—2,34
E-10	1	1,2	3,6	4,32	4,32—8,64
E-12	1,2	0,6	1,8	1,08	1,56—3,12
E-12	1,2	0,8	2,2	1,76	2,53—5,06
E-12	1,2	1,6	4,8	7,68	11,1—22,2
E-14	1,4	0,7	2,1	1,47	2,88—5,76
E-14	1,4	0,9	2,5	2,25	4,41—8,82
E-15	1,5	1,35	2,7	3,65	8,21—16,4
E-16	1,6	0,8	2,4	1,92	4,91—9,82
E-16	1,6	1	2,8	2,8	7,17—14,3
E-18	1,8	0,9	2,7	2,43	7,87—15,7
E-19	1,9	1,2	3,35	4,02	14,5—29
E-19	1,9	1,7	4,6	7,82	28,2—56,4
E-20	2	1	3	3	12—24
E-20	2	1,7	4,7	7,99	32—64
E-20	2	1,8	3	5,4	21,6—43,2
E-21	2,1	1,9	3,8	7,22	31,8—63,6
E-22	2,2	1,4	3,9	5,46	26,4—52,8
E-24	2,4	1,2	3,6	4,32	25—50
E-25	2,5	2,5	6	15	93,7—187
E-25	2,5	3,15	5,8	18,3	114—228
E-26	2,6	1,3	3,9	5,07	34,3—68,6
E-26	2,6	1,7	4,7	7,99	54—108
E-28	2,8	1,4	4,2	5,88	46,5—93
E-28	2,8	2,35	5	11,8	92,3—185
E-30	3	1,5	4,5	6,75	61—121
E-30	3	1,9	5,3	10,1	91—182
E-30	3	2,7	5,4	14,6	131—262
E-32	3,2	1,6	4,8	7,66	78,4—157
E-32	3,2	3,6	7,2	25,9	265—530
E-35	3,5	2,2	6,15	13,5	165—330
E-40	4	2	6	12	192—384
E-40	4	2,6	7,2	18,7	300—600
E-40	4	3	7	21	336—672

1. *DIODE*

UY82=55N3
UY41=31A3=311SU=V311
UY85=38A3
UY1=50Y1U
UY42=V312
6X2=EY51
6X4=EZ90
6X–S=EZ90W
6X–5G=EZ35
6Z4=EZ91
6Z31=EZ90
6Z40=EZ81
7Y4=U82
6N3=EY82
6RS=EZ3
6R3=EY81
6V4=EZ80
C41=E20U
EZ2=PVA65
EZ4=PVC65
1091=2B25
1638=EB34
4623=EA50
5704=EA71
5882=5838
5931=5U4–WG
6058=EAA91
6063=EZ90
6087=5Y3-G
6097=5726
6157=R17
EY84=6374=6443
6923=EA52
1Z1=1Ц1С
2B22=559
6GG6=EZ12
1002=UAA91
6X6C=6H6-G
6X6M=6H6
AZ11=AZ11N=4Z60c
AZ50=AZ150
EA71=CK5704=CK606BX=
=EA766
EB91=DD6
AZ1=DE6=DVG51=G459=
=R805=TAZ1=TA21=TZ1=
=T21=VAZ1=VA21=VG5007=
=VG5107=4GG4=4R3=4Z1=
=4Z60a=140NG
AZ4=DE7=TAZ4
D1=5Y3-G
D5=EA50
D27=EAA91
D77=DQ77=QA2404
D152=EB91
U18=FW4-800
U43=EY51
U70=EZ35
U71=U74
U78=EZ90
U118=U145
U119=UY85
U142=UY41
U143=AZ31
U147=EZ35
U149=U82
U150=EZ40
U151=EY51
U152=PY80
U153=PY81
U154=PY82
AZ12=WE56=4GG6
U191=U339
U192=PY82
U251=U329
U291=PY32
U381=UY85
U718=UU9
5Z4=5BX1=5Y4–SG=5Ц4С=
=5Z4C=5Z4-G=5Z4-MG=
=5Z5-MG=GZ30=OSW3107
EY91=DDR3
EAA91=D2M9=D27=EAA91W=
=EAA901=EAA901S
EY81=6V3P=6R3

CY1=G2080=RE2020=RS=
=TCY1=TV1P=TW1=TW1P=
=UEG51=UE1=UR1=UY1=
=V2018=20Y1=13U6
6H6-G=HF3109=6X6Б=
=OSW3109

2. *TRIODE*

6AB4=EC92
6J4=A2209=TM12=6C31=
=6J4-S=6J4-WA=6C2П
6F4=A2227=A2298=A2304
6J5=OSW3112=HF3112=
=6C2C=6J5m=6Ж5М
6AD5=6AD5-G=6AD5-GT
EC94=6AF4=6AF4-A
6AJ4=EC84
6AQ4=EC91
6BS4=EC93
6B4G=6C4C
6CM4=DC86
EC90=6C4=6C4W=6C4WA
6C5-G=6C5-GT=6C5-GM
6DL4=EC88
6F5=6F5-G=6F5-GT=6F5-M=
=6Ф5=6Ф5М=6С4Б
6HA5=EC90
6L34=EC91
6Q4=EC80
6R4=EC81
6SF5=6SF5-G=6SF5-GT
6C5=6C2C
6C5C=6C5-G
2C22=7193=6C8C
1E3=OC80
1G4-GT=1G4-G
1LF3=1LE3
TD3,5-12=2C42=2C43=2C44=
=2C46=2C47
3AF4A=PC93
AC2=4A20=4C1=4C2
4A28=AD1
4C101=AD1
4DL4=PC88
4FY5=PC97
4HA5=PC900
4675=AT4=A40=Z1
5676=CK556AX=CK6050=
=CK5676
6100=EC90
5677=CK568AX
6029=CK573AX
5744=CK619CX=CK5744=
=CK5744WA=6151=6190=
=5744WA
5676=CK5676=6050
5703=CK5703=6149=CK6082X
5975=CK5975
6029=CK6029
955=4671
957=D1C
958=D2C
1650=4671
1656=464-A
4683=AD1
5731=4671
5861=EC55
5897=5718
5898=5719
5997=5977
6151=5744
6375=DC70
7193=2C22
9002=6C1П=6C8П
WE39=AC2
THD1=AD1
72406=AD1

3. *PENTODE*

a. cu pantă fixă:

1AD4=DF668=DF62=XFR1
1L4=1F2=DF92
1U4=DF904=CV2507=5910=
=CK5910
DF96=1AF4=AJ4=1F1=W25
1N5GT=DF33
1T6=1S6
1V5=1AC5
XR4=6397
EEP1=EE1
UF42=2142
E1F=954
DF1=DH2
EF95=5654=6AK5=DFG1
EF800=CV5092
EF802=EF80
EF804=E80F=EF86

6CF8=EF86=6267=Z729=6F22
6AM6=EF91=SP6=Z77=
=6F12=8D3
6AU6=EF94=6136
6AK5=EF95=5654=DF61
6AG5=EF96
6ET6=EF98
6EJ7=EF184
6BH6=E90F
6AJ5=6F35=7755
6AJ7=6AC7
6AS6=7752
6AU6=EF94
6BA5=5638
6BR7=6J7=8D5
6BS7=8D7
6BW7=EF80=6BX6=Z719=
=Z152=64SPT
6CB6=EF190
6CB6A=EDE6
6CF6=6CB6
UF80=19BX6
6ER5=EC95
6F10=CV660=6AC7=6Ж4
6F12=EF91=SP6=Z77=
=6AM6=8D3
6F24=EF184
6F32=EF95=CV850=6AK5=
=5654=6Ж1П
6F33=6AS6=7752
6F36=6AH6
6F41=EF80
6SH7=6SH7GT=6SH7L
6SJ7=6SJ7GT=5693

b. de putere:

1C5=1C5GT=N14=DL93
=3A4=DL35
DL36=1Q5GT
DL92=3S4=N17=1P10=
=CV484=CV820=CV2375=
=DL192
DL94=3V4=N19=1P11=
=CV163=CV2983=3V3=DL193
DL95=3Q4=N18
PL36=25E5=30P4
PL81=21A6=N152=N359=
=21L40=213Pen
PL82=16A5=N154=N329=
=30P1=N37=30P16
PL83=15A6=N153=N309
PL84=15CW5=N379=30P18
PL500=28GB5
UL41=45A5=N142=10P14=
=4ΠPT
UL84=45B5=10P18=N119
1AC5=1V5
1AD4=XFR1=DF62
1A5GT=1A5G
1L33=1S4T
1S4=DL91
1S4T=1L33
DL96=3C4
DL98=3B4=HD30
DL620=5672
DL650=CK532DX
EL1=P626
EL2=P628=PP6AS
EL3=6E6=PP6BS=WE15
EL5=6E7
EL6=4699
EL11=EL3=AV1037=PP6C=
=6E102
EL32=OM9=1637
EL34=6CA7=CV1741
EL36=E236=6CM5
EL38=6CN6
EL41=6CK5=67PT=N150
EL42=N151=BF62
EL50=4654
EL70=SN947C=VX8054
EL71=5902
EL80=6M5=E80L
EL81=6CJ6=6DR6
EL82=6П18П
EL83=6CK6=6CN6=EL863
EL84=N709=6BQ5=6P15=
=E84L=6П14П
EL85=6BN5
EL86=6CW5=CV5094=Z729
EL90=6AQ5=N727=6L31=
=6095=6005=CV1862
EL91=6AM5=7D9=N77=
=DDR7=N144=7D9=7D5
EL95=6DL5
EL803=6CK6=CV5093=CV2726
EL821=6CH6=EF82=7D10=
=6132

EL822=R1VO6
EL861=E81L
E55L=8233
E80L=6227
E81L=6686
E84L=7320
E130L=7534
E235L=7751
2E30=5812
3A4=DL93
3C4=DL96
3D6=1299
N15=N16=DL33=6Q5GT.
6AG7=6L10=6П9=6AK7
6AK6=A4361
6BM5=5P9=6P9=9BM5
6L41=5763=CV2129
6L43=6CL6
EL22=7C5=KT81
25A6=KT33
25L6=KT32
6F6=1621
6П6=6П3M
6П6C=6V6
6П7C=6N7
12A6=12П6
6П4=6G6G

4. *HEXODE ŞI HEPTODE*

DK91=X17=1C1=1R5=CV782
X18=DK92=1AC6=1C2
6L7=1612=X64
1H34=1A2П
6A7=6SA7=5961=6A10C
6A8=X63
6BE7=EQ80
6CS6=EH90
EK90=X77=X727=6BE6
1AB6=DK96=1C3
1H33=1R5T
1H34=1A2П
DK96=1AB6
12A6=DK32=1LA6E
6BY6=E91H
12BE6=HK90
1A2П=1H34
12H31=HK90=L2BE6

5. *OCTODE*

HK90=12BE6=12H31
EK32=EK2G=OM8
EK2=EK32
DK32=1A7GT=X14

6. *DIODE-TRIODE*

6Q6=6Q6-G
DAC32=1H5-GT=HD14=
=1H5-G
12B6=12B6-M
25AC1D=DAC21

7. *DIODE-PENTODE*

EAF41=D61
DAF11=DAF1
DAF40=DAF41
UAF41=D121
ZD17=DAF91
WD142=UAF42
1AH5=DAF96
1S5=DAF91
1S6=1T6
1Б1П=1AF34
2E42=2E41

8. *DUBLE DIODE-TRIODE*

6Q7=DH33=DH63=DH63M=
=6Г7=6P7=6Q7-GT=6P7B=
=6Q7-G=6Q7-GM
6SQ7=6Г2=6P17B=6SQ-GT=
=6SQ7W=HF3105=OSW3105
6R7=6R7-G=6R7-GT=6R7-MG
6SR7=6Г1
ABC1=TBC1=TBC14=T1-33=
=4A22=4V1=11A1=AC/DDT=
=A23A=DDT4S=DT436=
=NDDT51=TABC1
7X7=XXFM
EBC81=6BD7=6LD13=6BD7-A
7K7=WTT-124

2A6=1659
CBC1=C23B=DT1336=TDD13S
=UDDT51
EBC91=6AV6=6BC32=6BK6
HBC91=12AV6=12BC32=
=12BK6
HBC90=12AT6=12BT6
EBC90=DH77=6AT6=6BT6=
=6066
ABC3=TABC3
EBC3=DT620=EBC30
7B6=7B6-LM

9. *DUBLE DIODE-PENTODE*

EBF80=WD709=ZD152=6N8
6B7=6G7=6B7-E=6B7-S
EBF26=EBF35
6B8-G=6B8-EG=6B8-SG=
=6B8-C
EBF89=6FD12
UBF80=171DDP

10. *DUBLE DIODE-TETRODE ŞI PENTODE FINALE*

ABL1=4V2=TABL1=TBL44=
=TEBL1=WE41
ABC1=DDPP4BS
EBL21=DN143=PDD2

11. *TRIPLE DIODE-TRIODE*

EABC80=DH719=6AK8=
=6LD12=6RT8=6T8-A=
=9ABC40
UABC80=10LD12
HABC80=19T8

12. *DUBLE TRIODE*

6SL7=6SL7-GT=6SL7-GTY=
=6SL7-WA=6SL7-WGT=
=6SU7-GTY=6SU7-WGT=6188
ECC40=AA61
PCC84=B319=30L1=7CC40
ECC85=B719=ECC805S=
=ECC865=6CC43
6CC42=CK5670=CK5670WA=
=6385=5670=5670WA=
=GL5670
6A6=B63
6SN7=HF3129=OSW3129=
=QA2408=QB65
6N7=6H7=6N7-GT=6N7-G=
=WTT-125
12BF6=12BU6
3BF=1288=1291=1292
ECC70=6021
12AU7=CK5814=CK5814A=
=CK5814WA=M8136=GL5814
=QB329=12AU7A=12AU7R=
=12AU7S=12AU7WA=5814A=
=5814WA

13. *TRIODE-HEXODE ŞI TRIODE-HEPTODE*

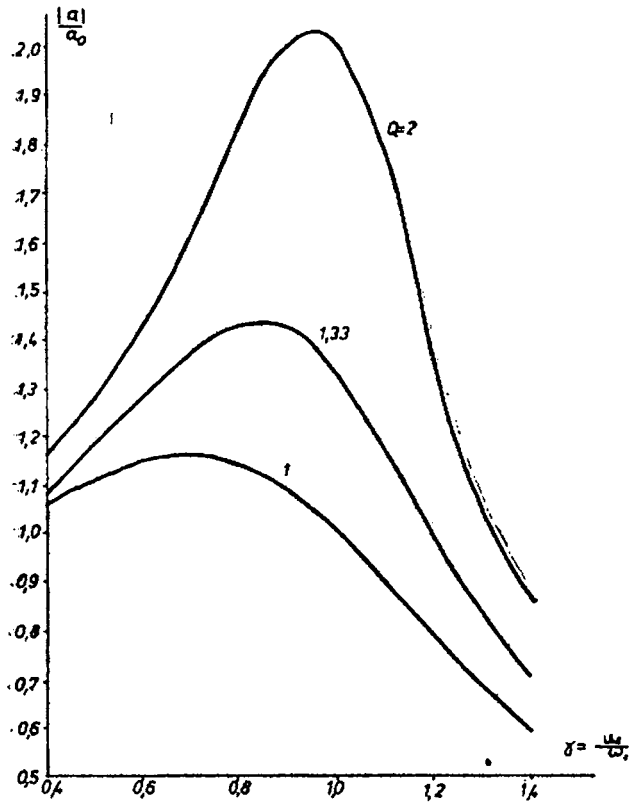
2G22=2G21
12AH8=20D3
ECH80=6AN7
ECH83=6DS8
ECH84=6JX7
ECH4=E1R
ECH21=X143=ECH71=TH1
ECH33=ECH35=OM10=X147
=6E8G
ECH35=OM10=X61M=6K8G=
=X147
ECH41=CF61
ECH71=ECH21
UCH4=20CH4
UCH21=UCH71
UCH41=CF141
UCH42=X142=141TH=14K7
6K8=X65=X61M=WTT-128
7S7=6J8=X81=X148
ECH81=X719=6AJ8=6C12=
=CV2128=6 И1П

UCH81=12AJ8=UCH71=
=UCH21=10C14=X119

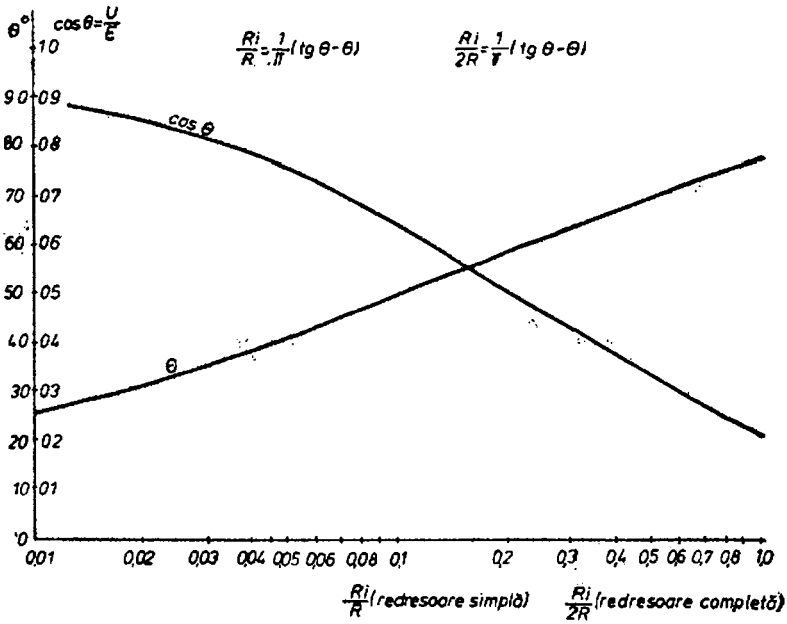
14. *INDICATOARE DE ACORD*

UM80=65ME
AM2=4677=4697
UM4=10M2=13M4U

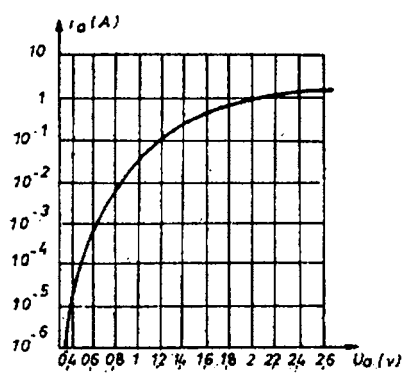
EM80=6BR5=6M40
EM81=6DA5
EM84=6FG6=EM840
EM85=6DG7=6DU6
EM35=6M2
CG5-G=Y61=Y62=Y63=
=Y64=63ME
6G5=6T5=6U5=6U5-G
12G5-G=12US-G



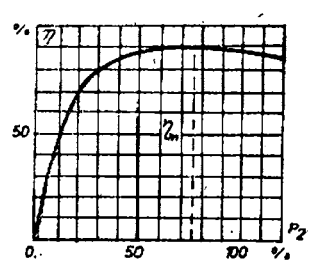
Anexa 22. Variația raportului $\frac{|a|}{a_0}=f(\gamma)$ pentru diferite valori ale lui Q.



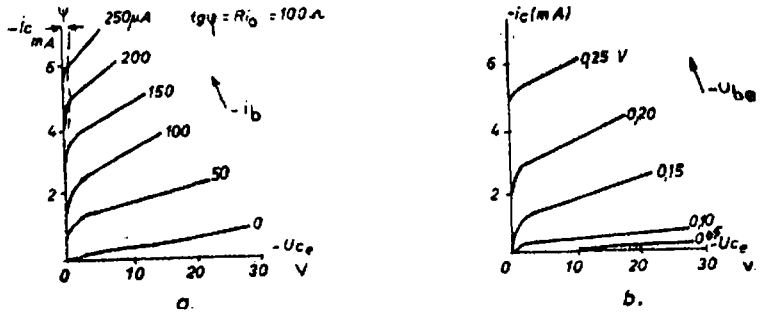
Anexa 23. θ şi cos θ funcţii de $\frac{R_i}{R}$ sau $\frac{R_i}{2R}$ pentru calculul redresorilor cu filtru capacitiv



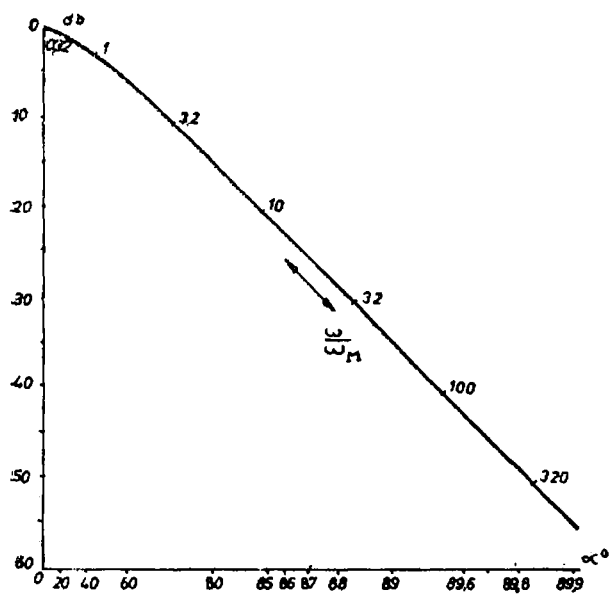
Anexa 24. Caracteristica diodei în caz de polarizare directă



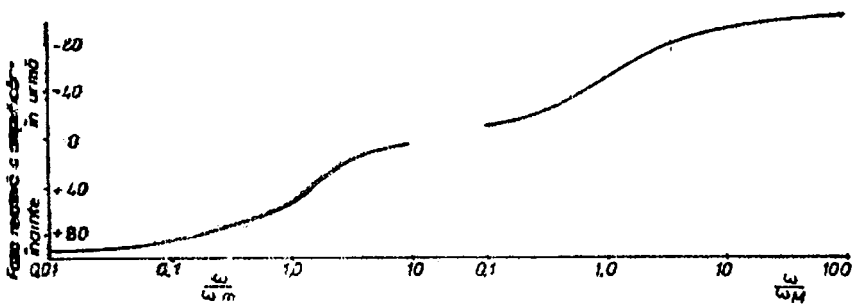
Anexa 25. Curba randamentului transformatorului



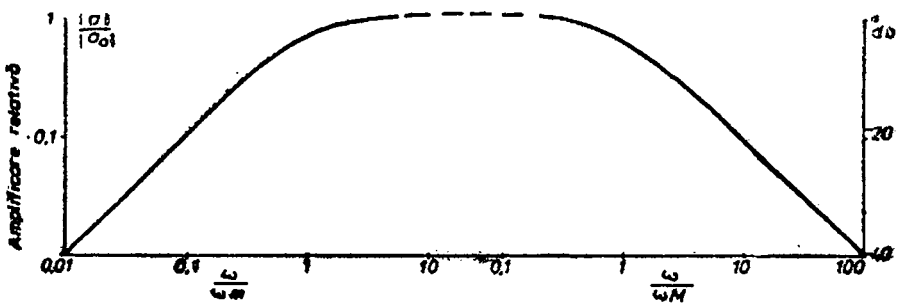
Anexa 26. Caracteristicile $i_c = f(U_{ce})$ la tranzistor cu joncțiuni: a) pentru $i_c = ct$; b) pentru $U_{ce} = ct$



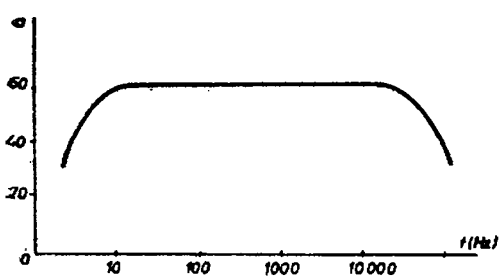
Anexa 27. Reducerea amplificării, măsurată în db funcție de defazaj la un etaj cu cuplaj RC



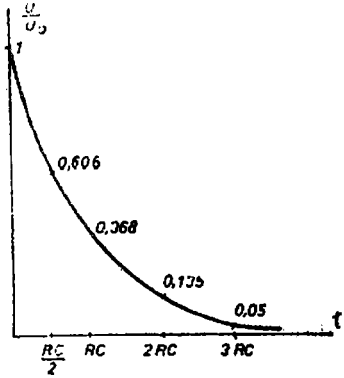
Anexa 28. Variația fazei amplificării



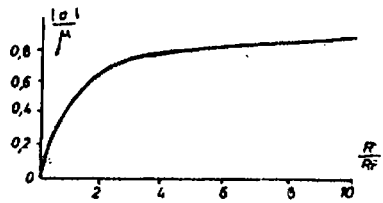
Anexa 29. Variația modulului amplificării relative



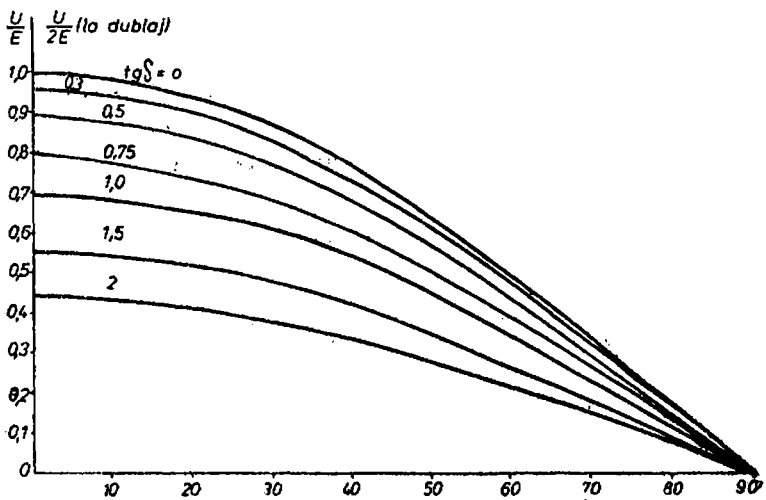
Anexa 30. Caracteristica amplificării funcție de frecvență



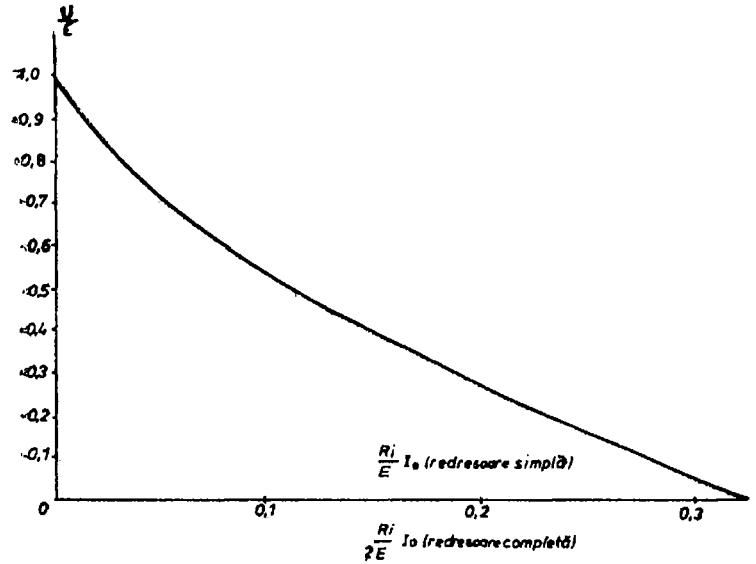
Anexa 31. Variația raportului $\frac{|a|}{\mu} = f\left(\frac{R}{Ri}\right)$



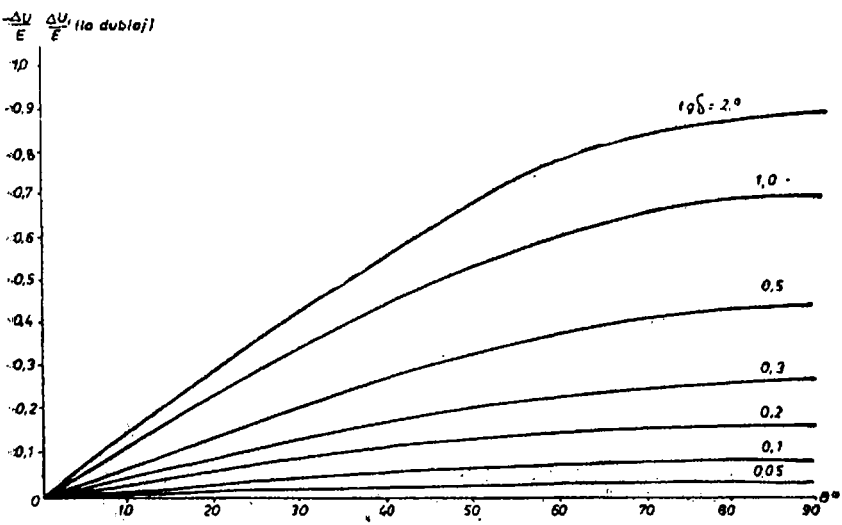
Anexa 32. Variația în timp a tensiunii la bornele condensatorului C cînd se descarcă pe rezistența R. de la valoarea U_0



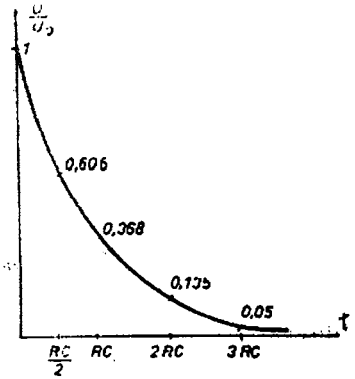
Anexa 33. Curbele rapoartelor $\frac{U}{E}$; $\frac{U}{2E}$ pentru diferite valori ale lui θ și δ



Anexa 34. Caracteristica $\frac{U}{E} = f\left(\frac{Ri}{E} I_0\right)$ sau $\frac{U}{E} = f\left(\frac{Ri}{2E} I_0\right)$ pentru orice redresor cu filtru capacitiv avînd o capacitate foarte mare ($C \approx \infty$)

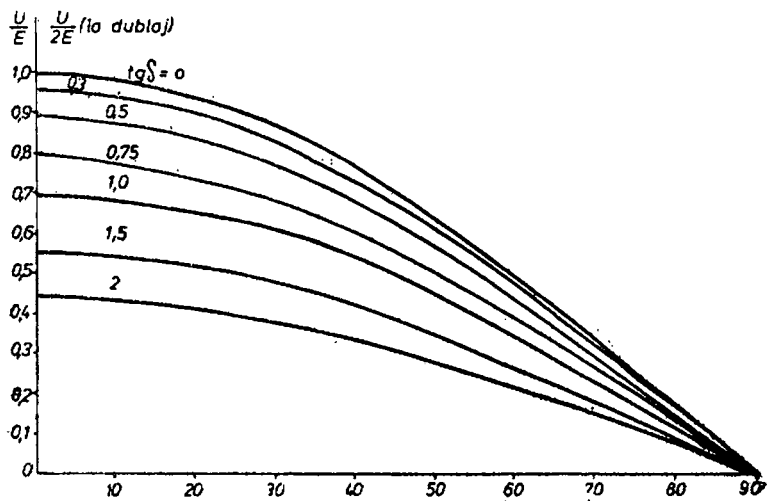


Anexa 35. Curba pentru calculul pulsațiilor tensiunii redresate funcție de $\frac{\Delta U}{E}$ și $\frac{\Delta U}{2E}$

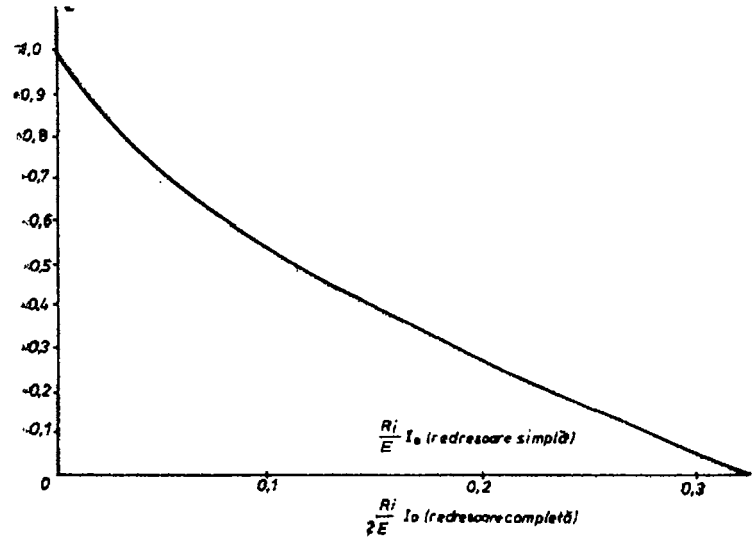


Anexa 31. Variația raportului $\frac{|a|}{\mu} = f\left(\frac{R}{Ri}\right)$

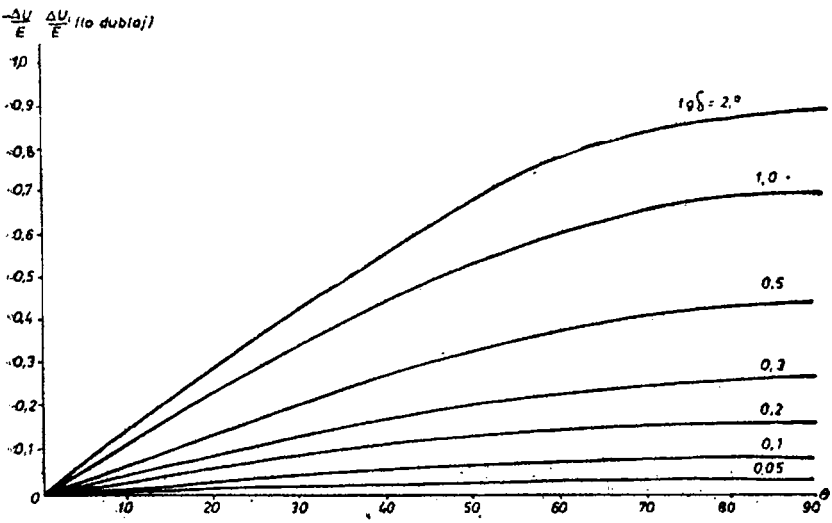
Anexa 32. Variația în timp a tensiunii la bornele condensatorului C cînd se descarcă pe rezistența R de la valoarea U_0



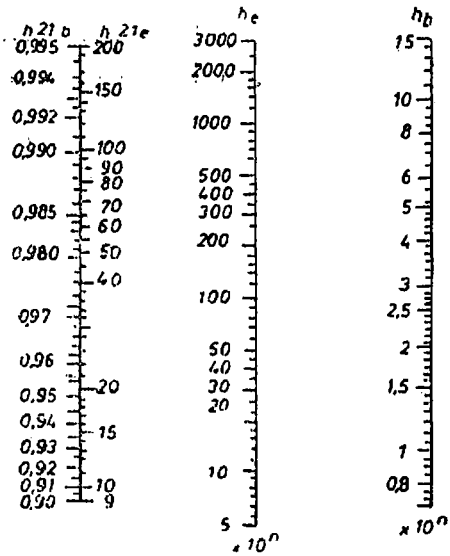
Anexa 33. Curbele rapoartelor $\frac{U}{E}$; $\frac{U}{2E}$ pentru diferite valori ale lui θ și δ



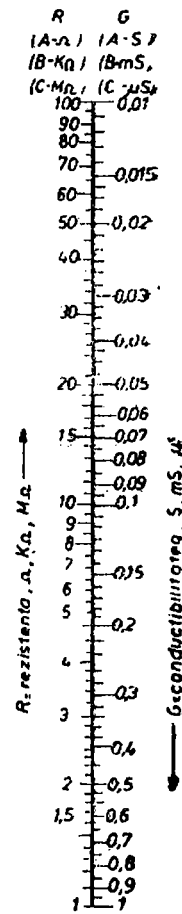
Anexa 34. Caracteristica $\frac{U}{E} = f\left(\frac{Ri}{E} I_0\right)$ sau $\frac{U}{E} = f\left(\frac{Ri}{2E} I_0\right)$ pentru orice redresor cu filtru capacitiv avînd o capacitate foarte mare ($C \approx \infty$)



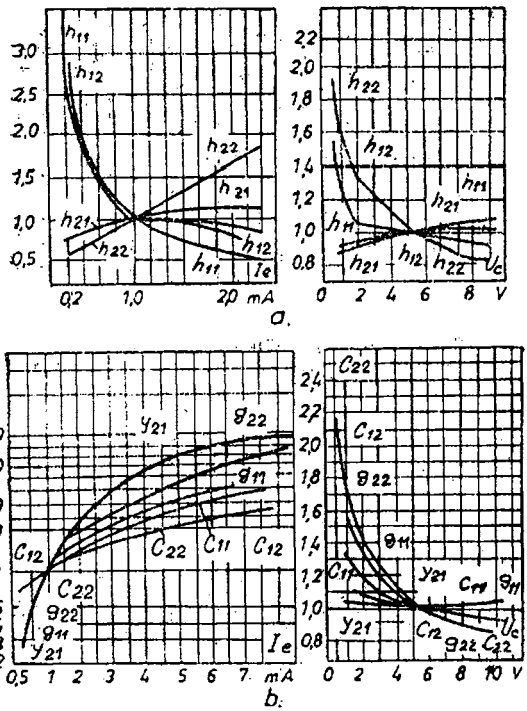
Anexa 35. Curba pentru calculul pulsațiilor tensiunii redresate funcție de $\frac{\Delta U}{E}$ și $\frac{\Delta U}{2E}$



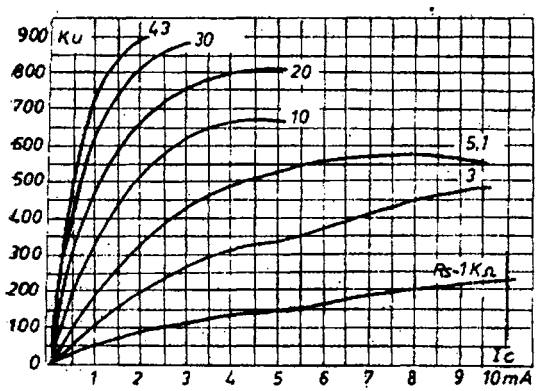
Nomograma 1 pentru determinarea parametrilor hibrizi ai tranzistorilor



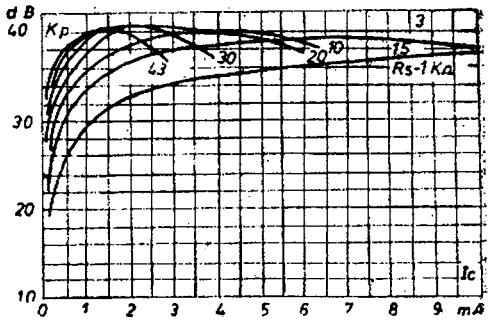
Nomograma 2 pentru trecerea de la rezistențe la conductanțe



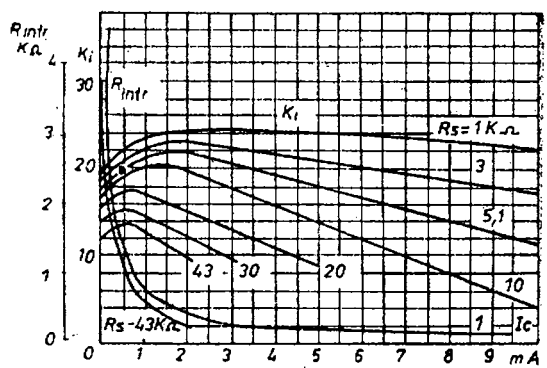
Nomograma 3 de variația parametrilor tranzistorilor cu punctul de funcționare ; a. parametrii h ; b. parametrii y



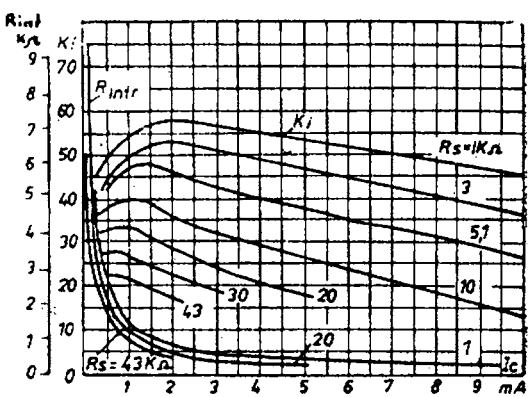
Nomograma 4 pentru determinarea factorului de amplificare în tensiune la tranzistor



Nomograma 5 pentru determinarea factorului de amplificare în curent la tranzistor



Nomograma 6 pentru determinarea factorului de amplificare în puntere a tranzistorului



Nomograma 7 pentru determinarea factorului de amplificare în curent și rezistența de intrare la tranzistor

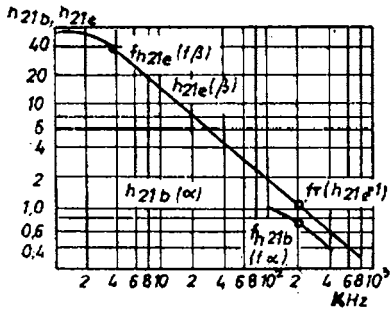
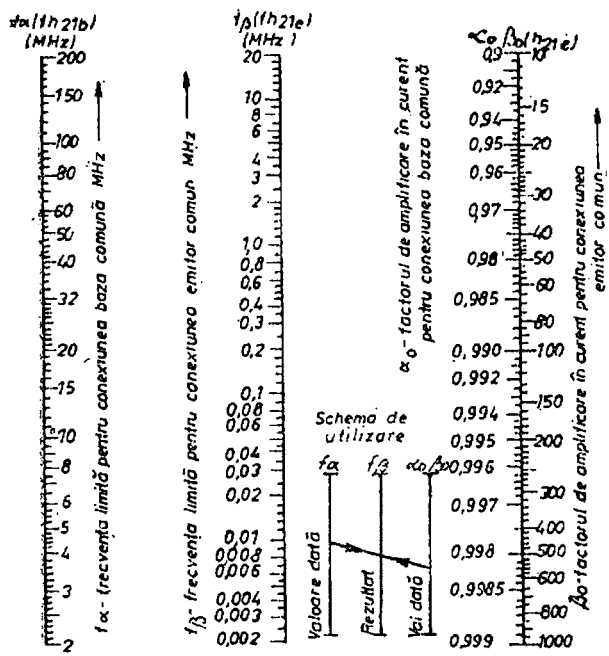
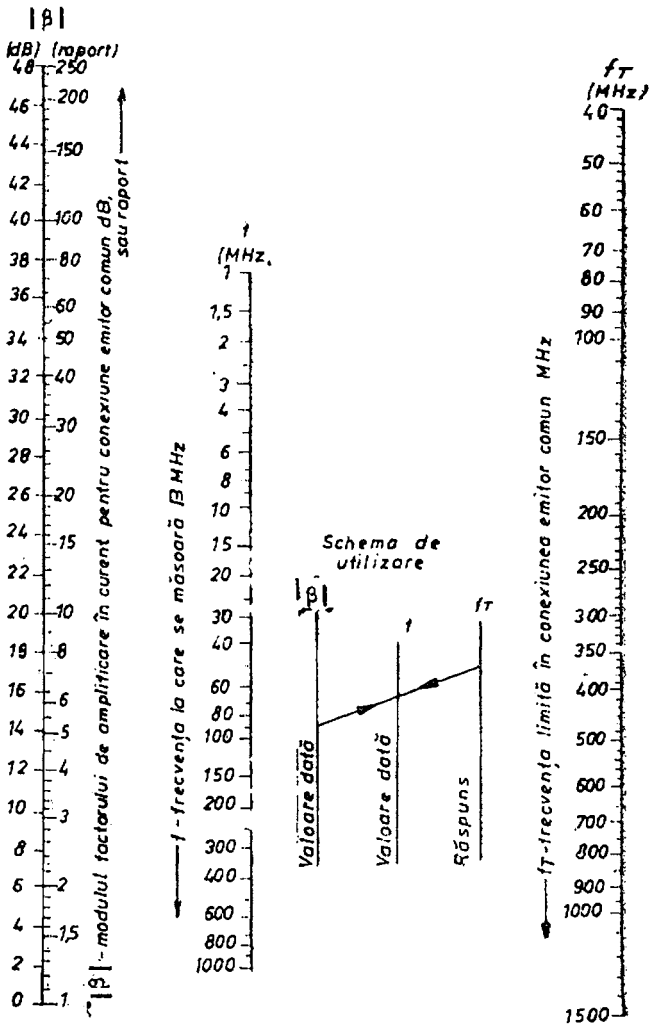


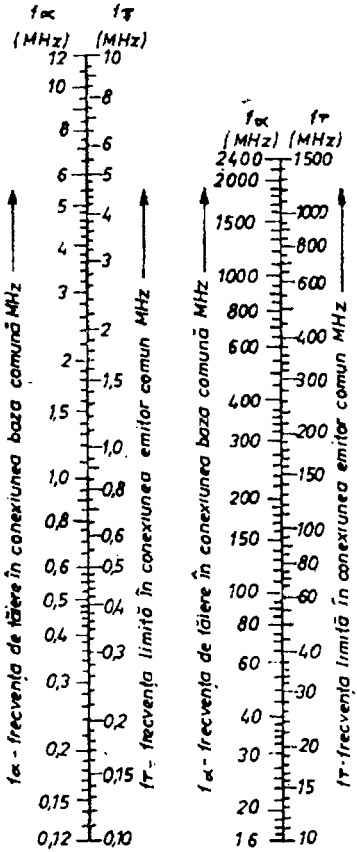
Diagrama 8 de variație a factorilor α și β funcție de frecvență



Nomograma 9 pentru determinarea frecvențelor limită f_α și f_β



Nomograma 10 pentru determinarea modulului factorului de amplificare în curent — conexiune emitor comun


fα (MHz)
fτ (MHz)
fα - frecvența de tăiere în conexiunea bază comună MHz
fτ - frecvența limită în conexiunea emitor comun MHz
fα (MHz)
fτ (MHz)
fα - frecvența de tăiere în conexiunea bază comună MHz
fτ - frecvența limită în conexiunea emitor comun MHz

Nomograma 11 pentru determinarea frecvenței f_τ

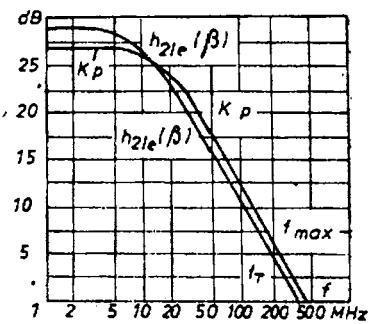
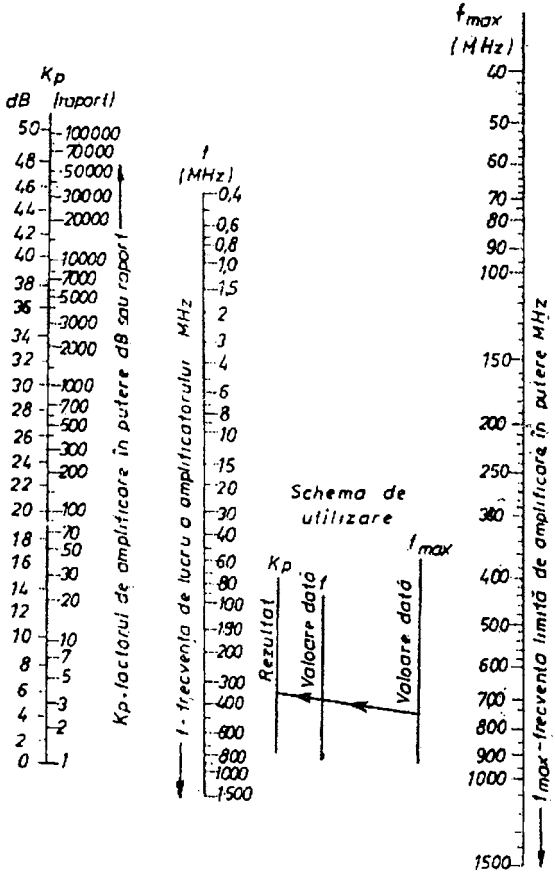
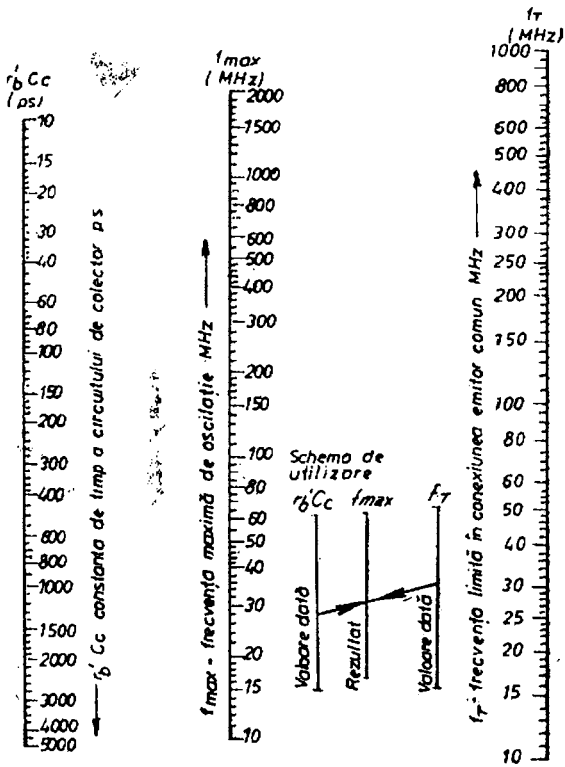


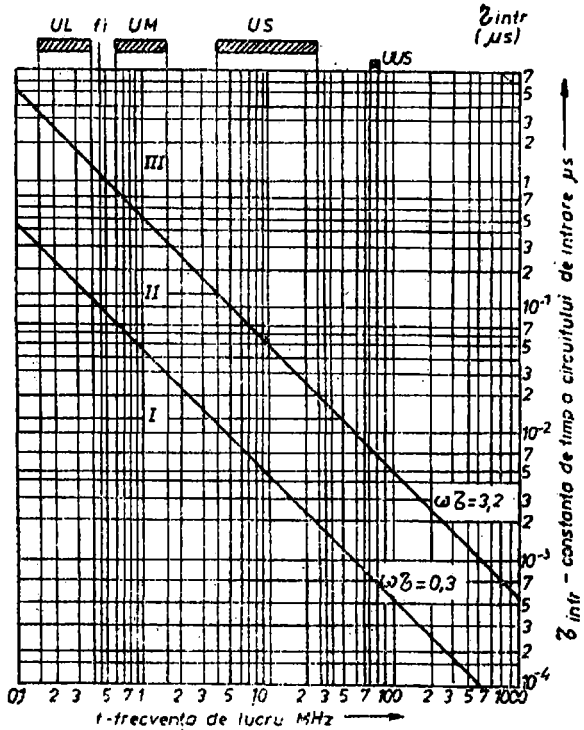
Diagrama 12 a variației cu frecvență a coeficientului de amplificare în putere



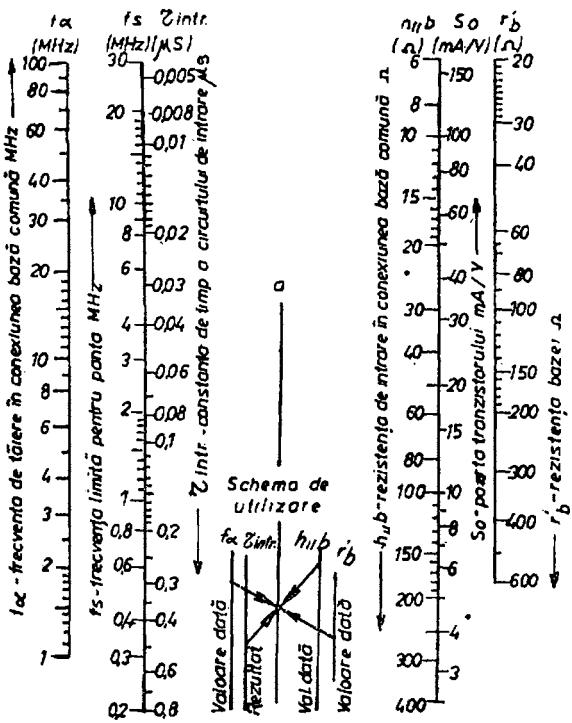
Nomograma 13 pentru determinarea factorului de amplificare K_p



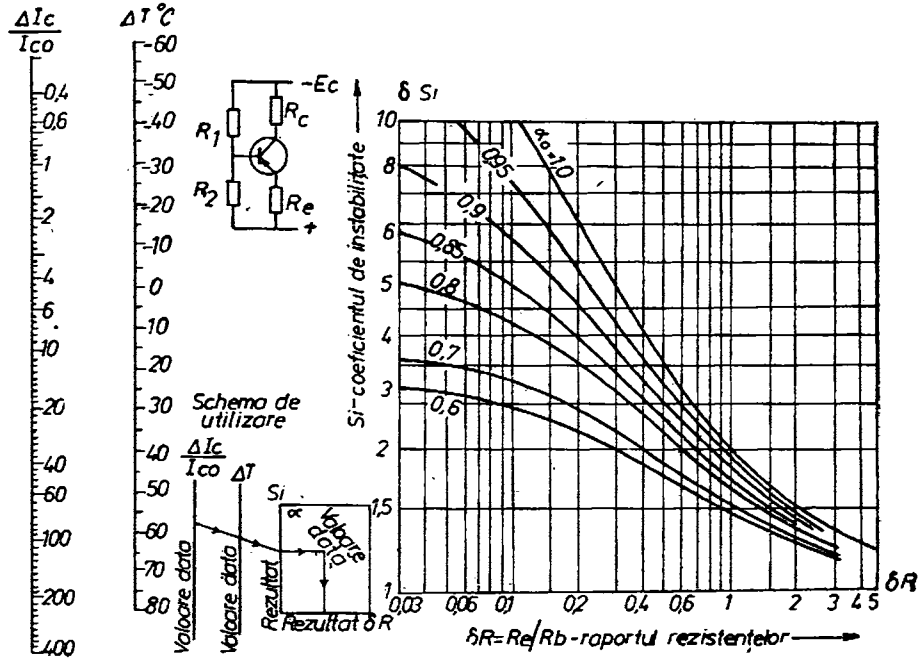
Nomograma 14 pentru determinarea frecvenței f_{max}



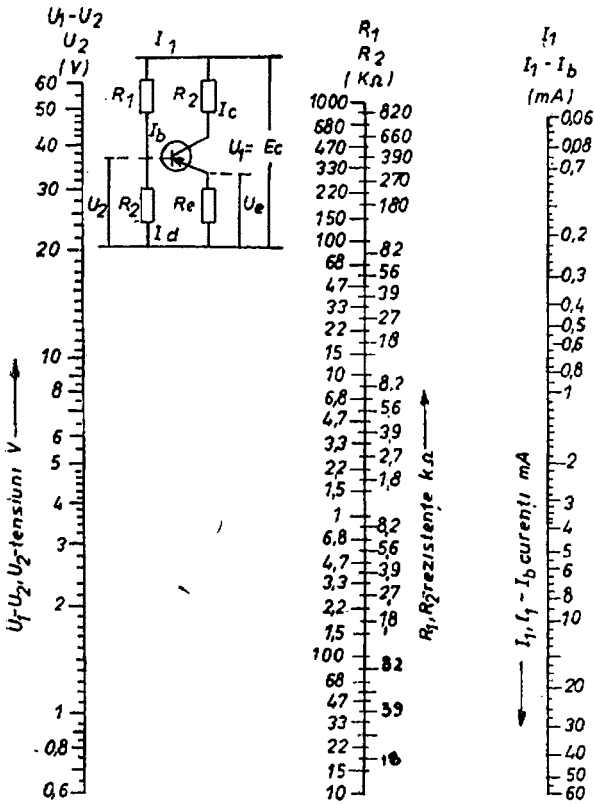
Nomograma 15 pentru alegerea tranzistorului pentru o frecvență de lucru dată



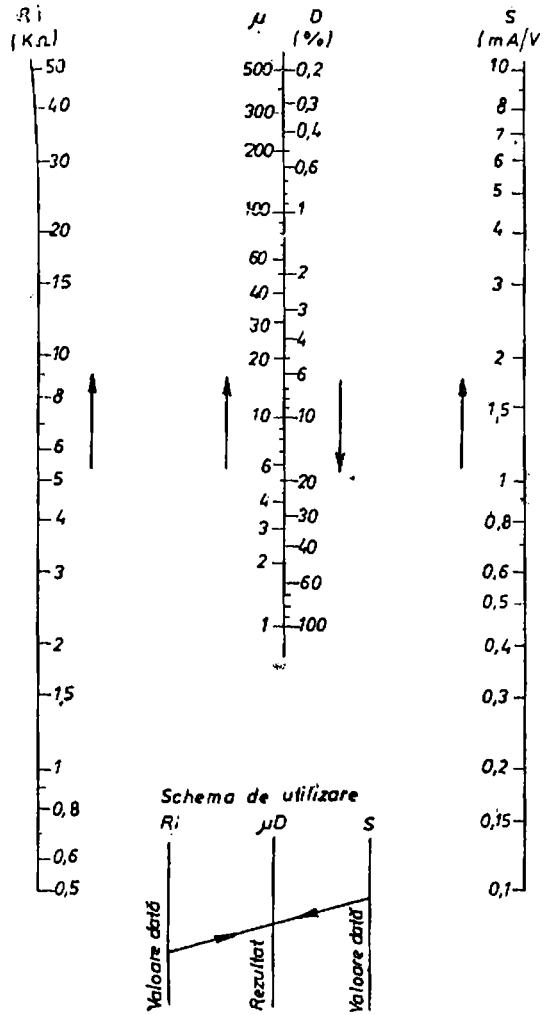
Nomograma 16 pentru determinarea pantei și constantei de timp τ intr a tranzistorilor



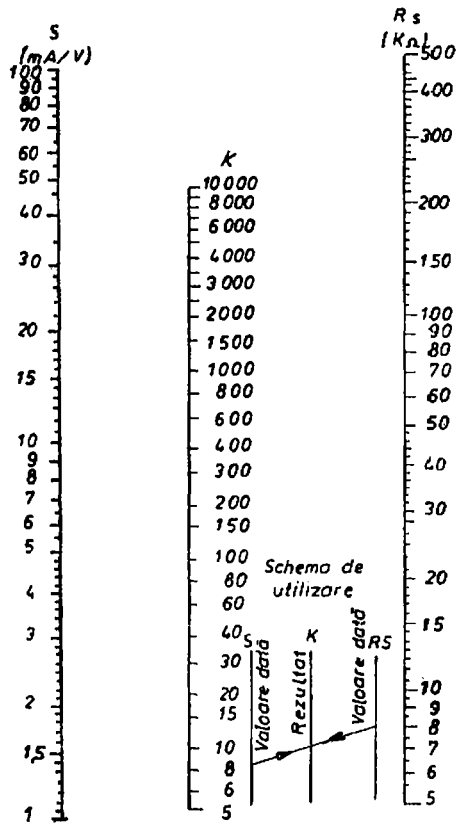
Nomograma 17 pentru calculul coeficientului de instabilitate termică a etajelor cu tranzistori



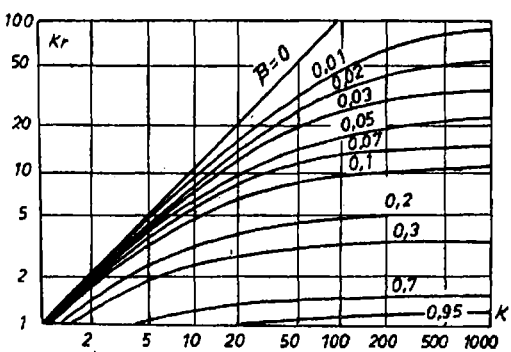
Nomograma 18 pentru calculul circuitului de bază şi de emitor



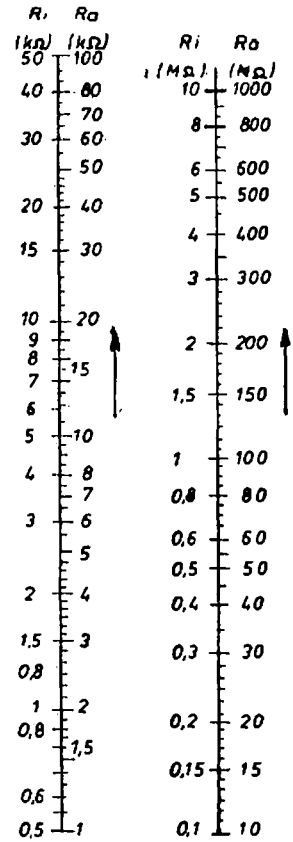
Nomograma 19 pentru determinarea parametrilor triodei



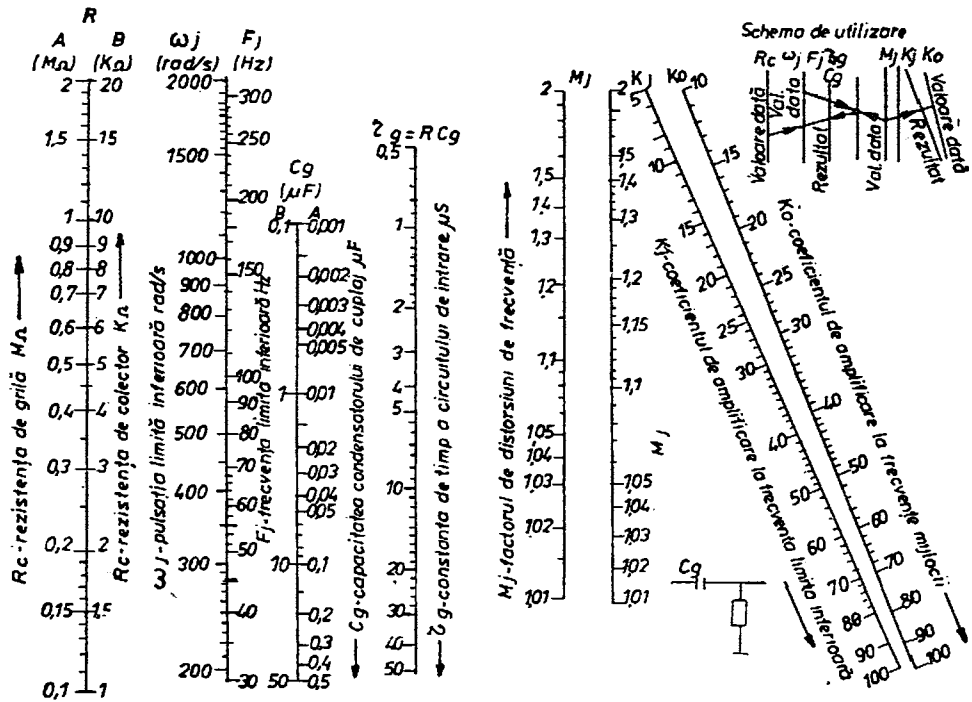
Nomograma 20 pentru determinarea factorului de amplificare fără reacție negativă



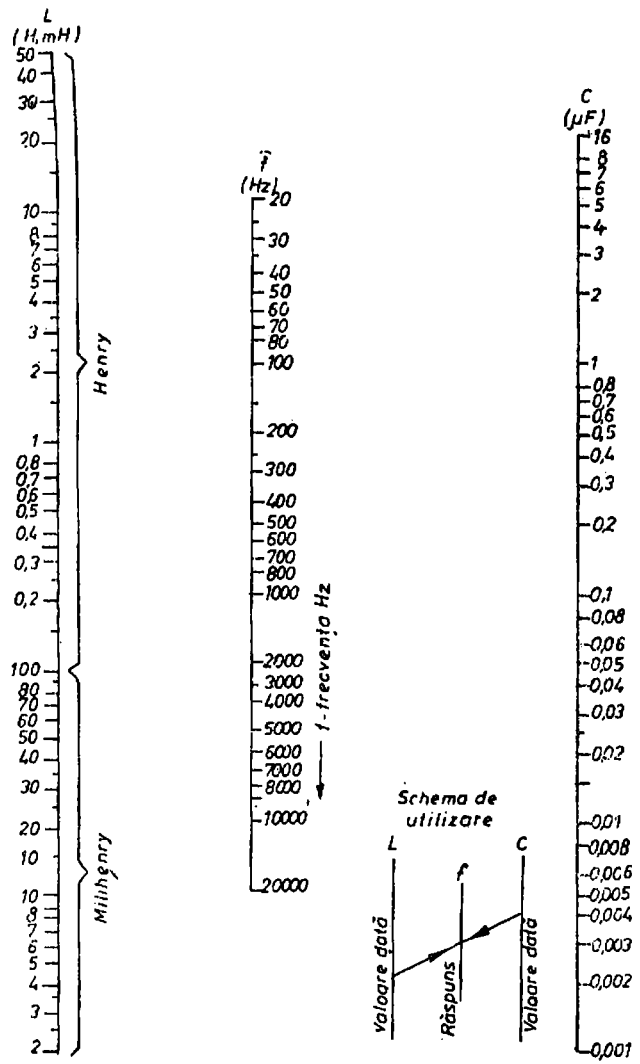
Nomograma 21 pentru calculul factorului de amplificare cu reacție negativă.



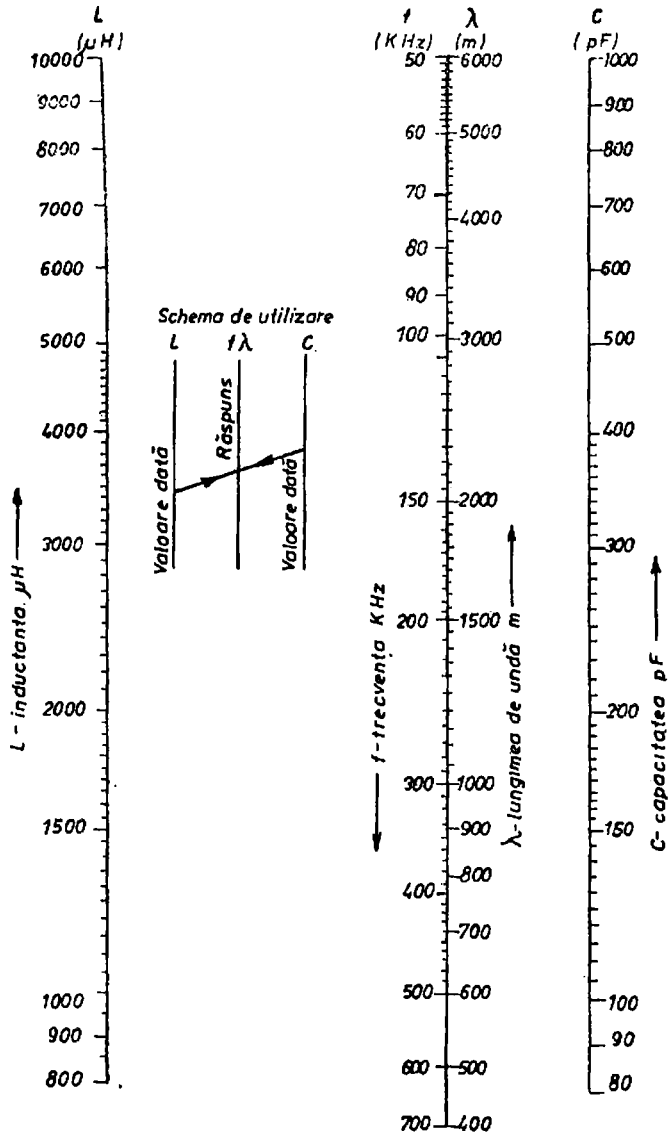
Nomograma 22 pentru determinarea rezistenței anodice optime la amplificatoare de joasă frecvență



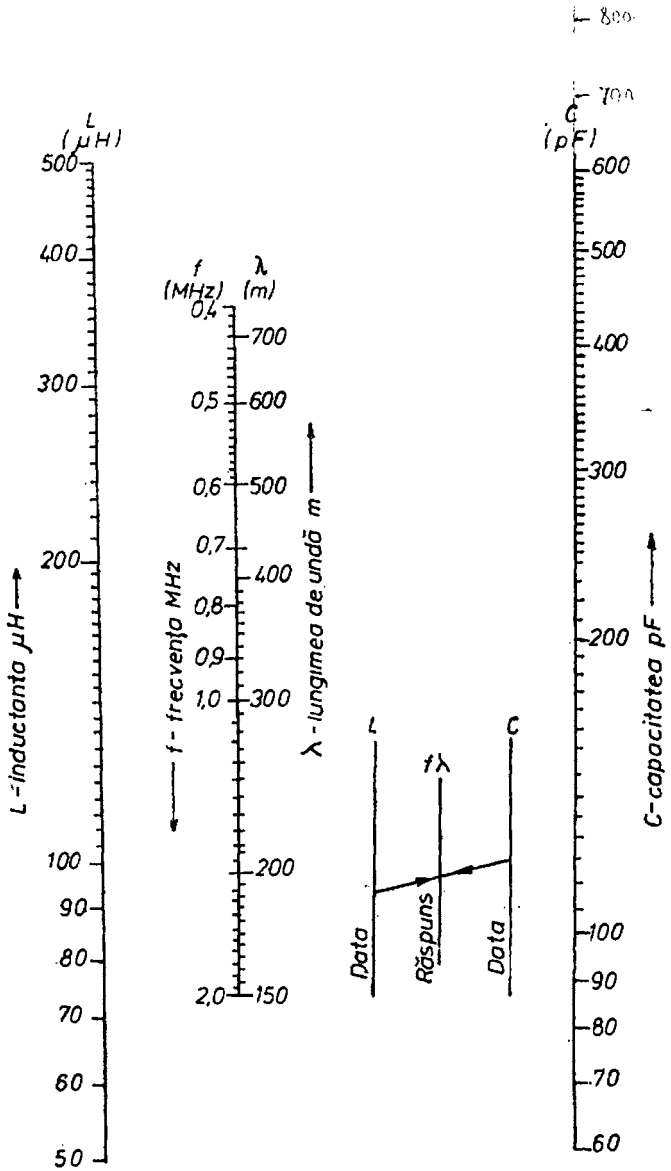
Nomograma 23 pentru determinarea capacității condensatorului de cuplaj



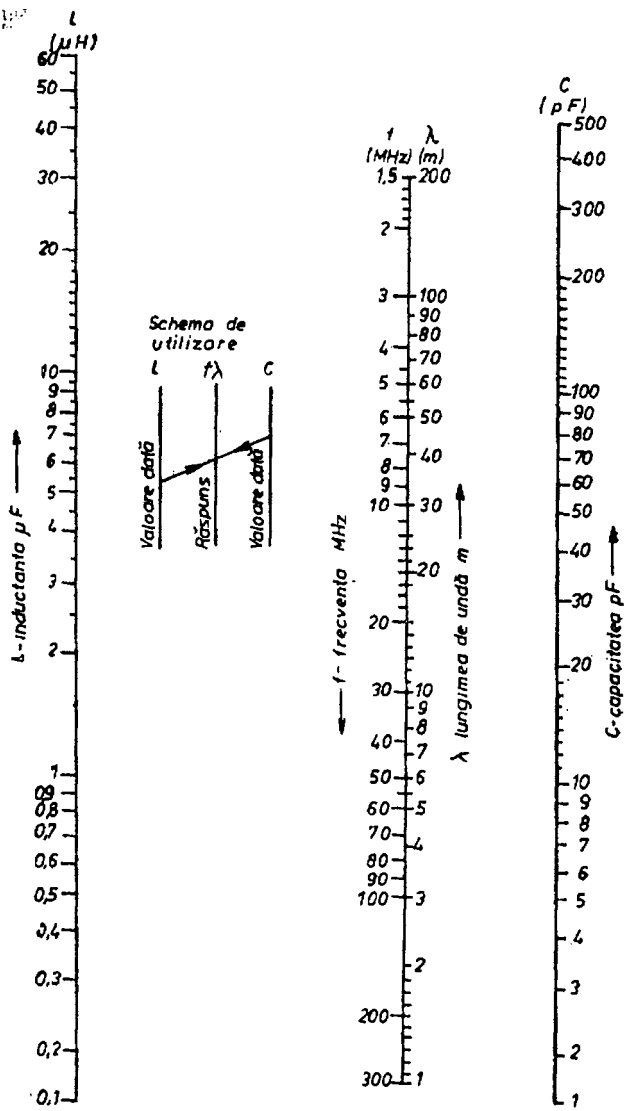
Nomograma 24 pentru calculul circuitelor rezonante pentru frecvențe joase (audio)



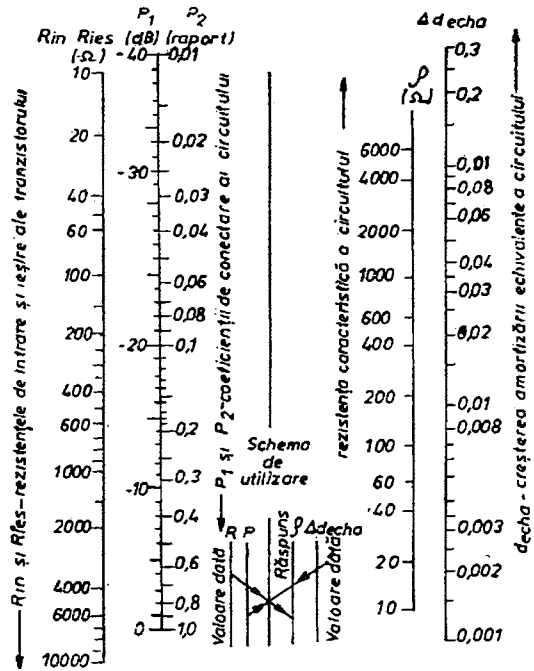
Nomograma 25 pentru calculul circuitelor rezonante pentru UL



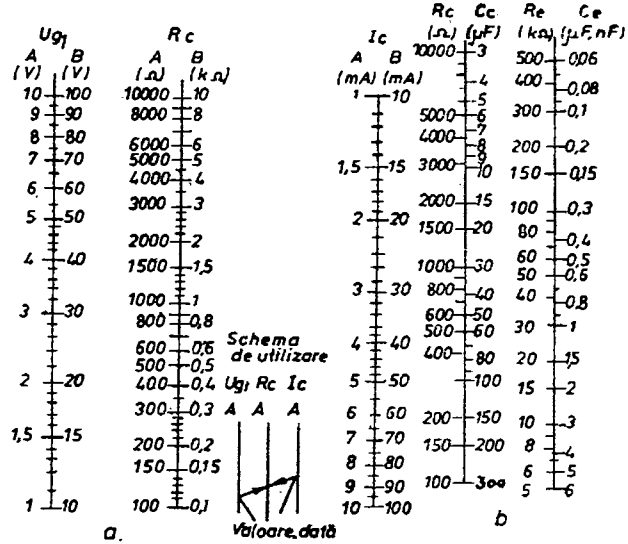
Nomograma 26 pentru calculul circuitului rezonant pentru UM



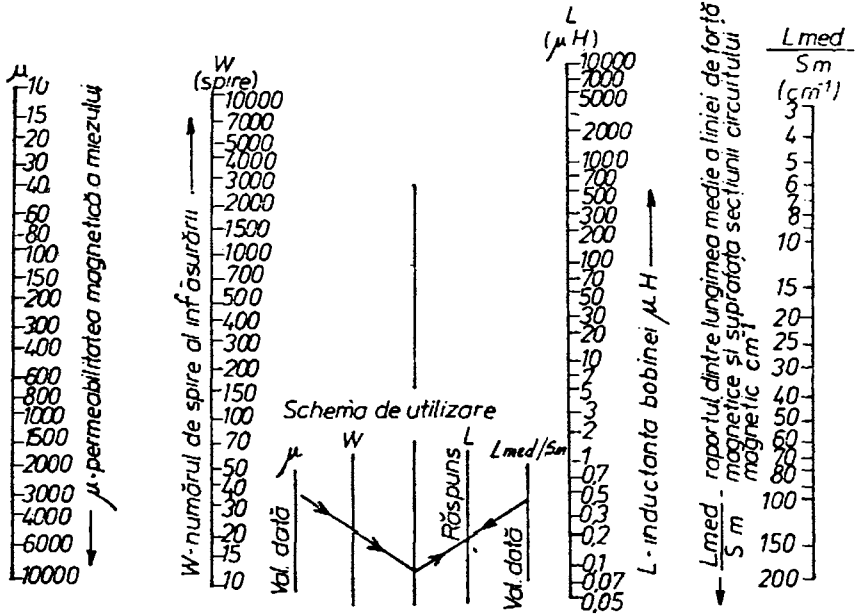
Nomograma 27 pentru calculul circuitelor rezonante pentru US și UUS



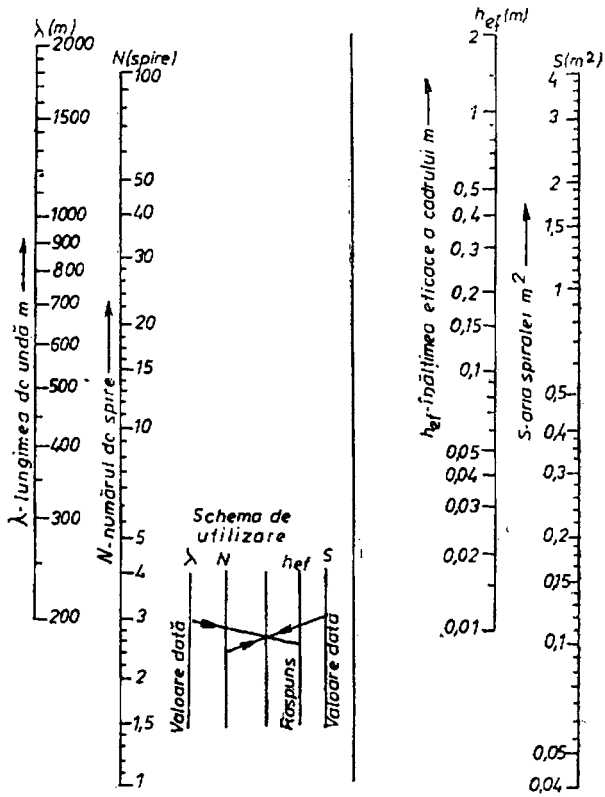
Nomograma 28 pentru determinarea coeficienților de conectare a unui circuit într-un etaj cu tranzistor



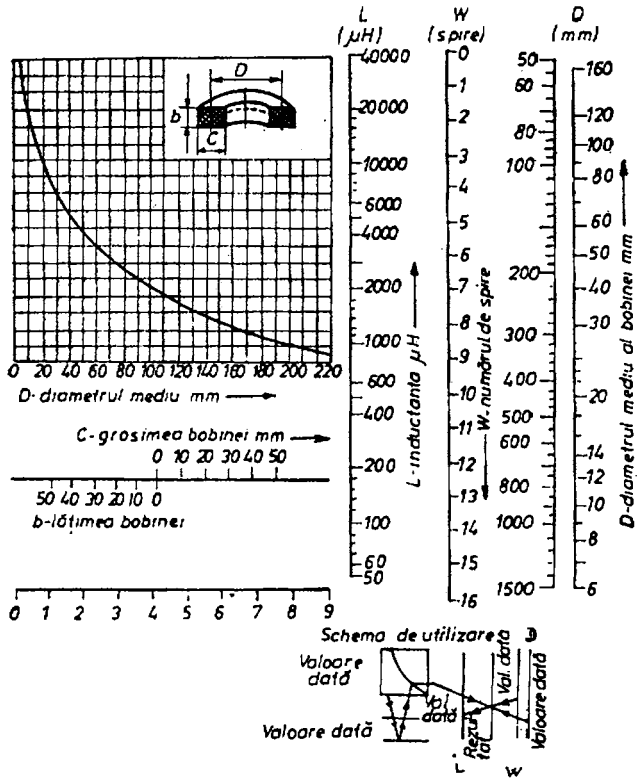
Nomograma 29 pentru: a. alegerea rezistenței rezistorului de negativare automată; b. alegerea capacității condensatorului de decuplare



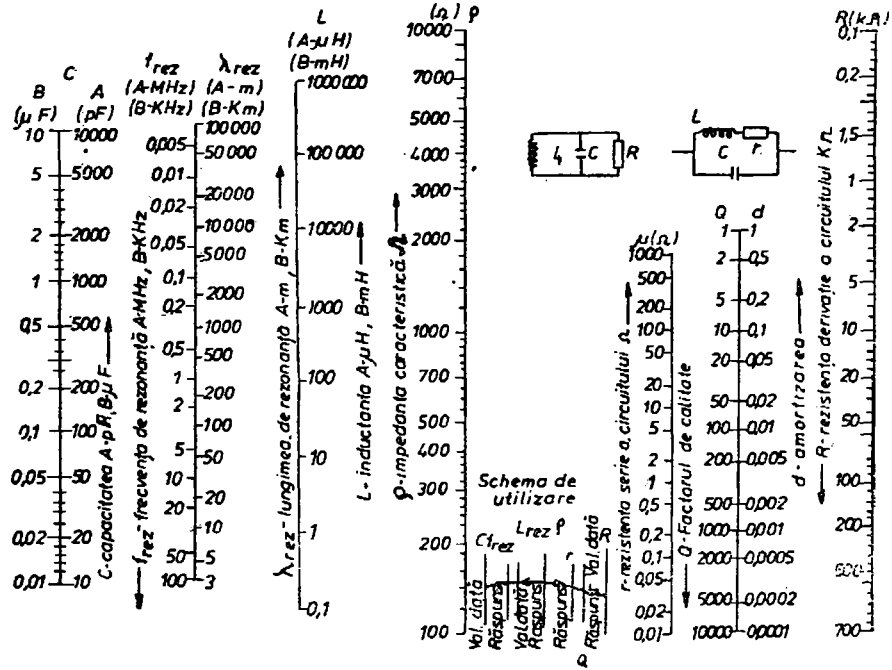
Nomograma 30 pentru calculul bobinelor toroidale cu miez de ferită



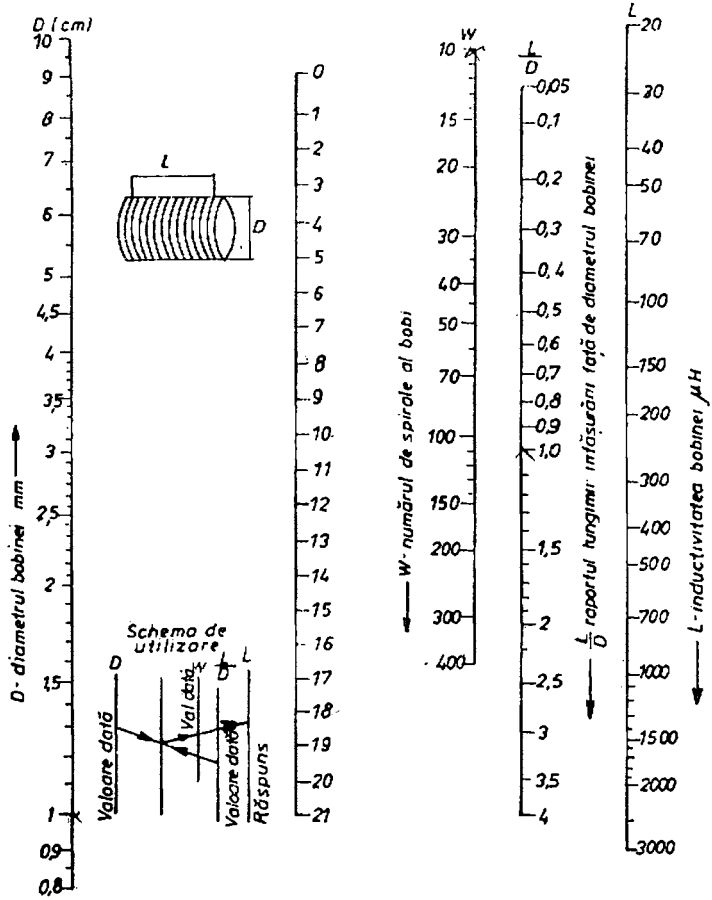
Nomograma 31 pentru calculul înălțimii eficace a antenei cadru



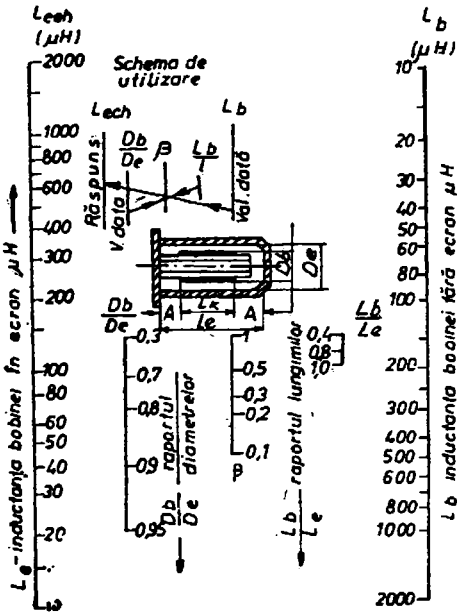
Nomograma 32 pentru calculul inductanței bobinelor cu mai multe straturi



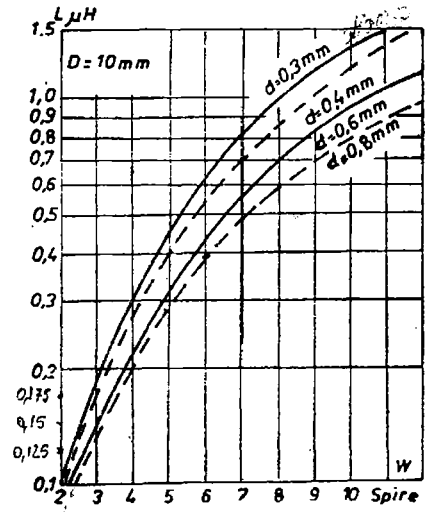
Nomograma 33 pentru calculul principalilor parametri ai circuitelor oscilante



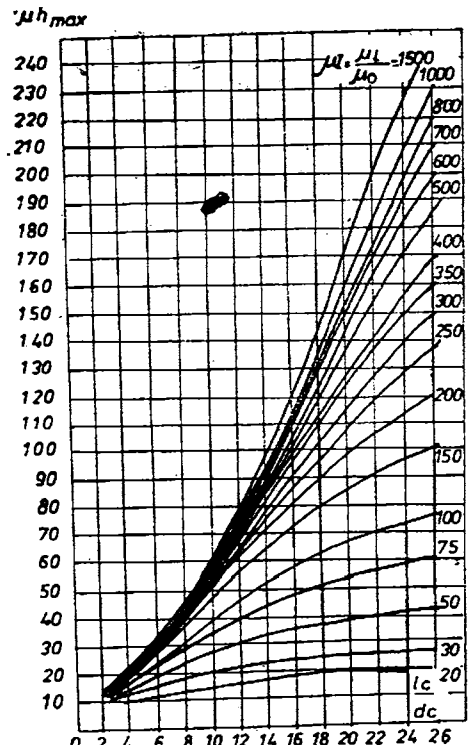
Nomograma 34 pentru calculul inductanței bobinelor cu un strat



Nomograma 35 pentru calculul inductanței unei bobine ecranate

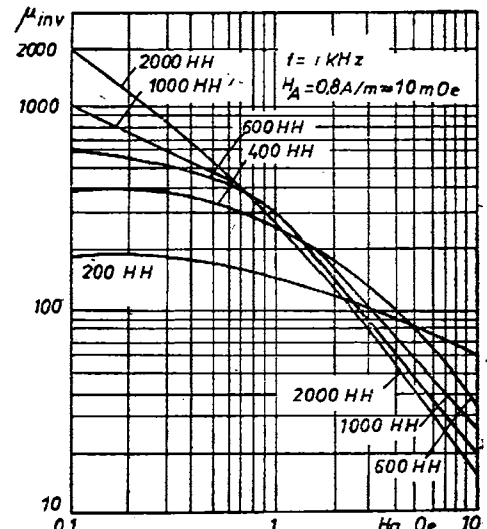


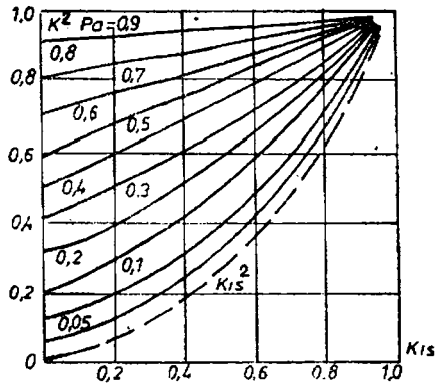
Nomograma 36 pentru calculul bobinelor de mică inductanță



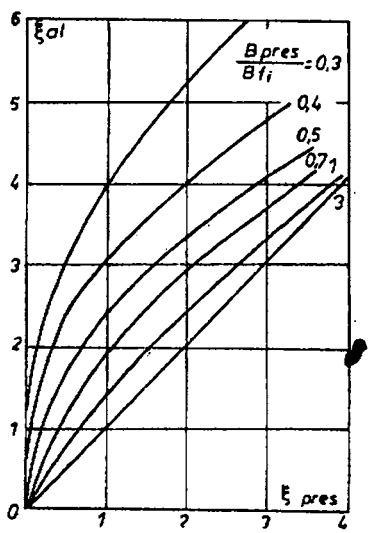
Nomograma 37 pentru determinarea permeabilității magnetice a materialului miezului

Nomograma 38 privind dependența permeabilității magnetice a feritelor de premagnetizarea continuă





Nomograma 39



Nomograma 40

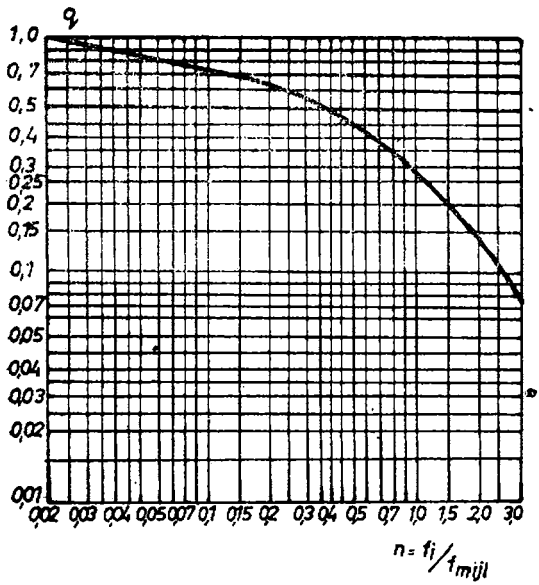


Diagrama 41 pentru determinarea inductanței

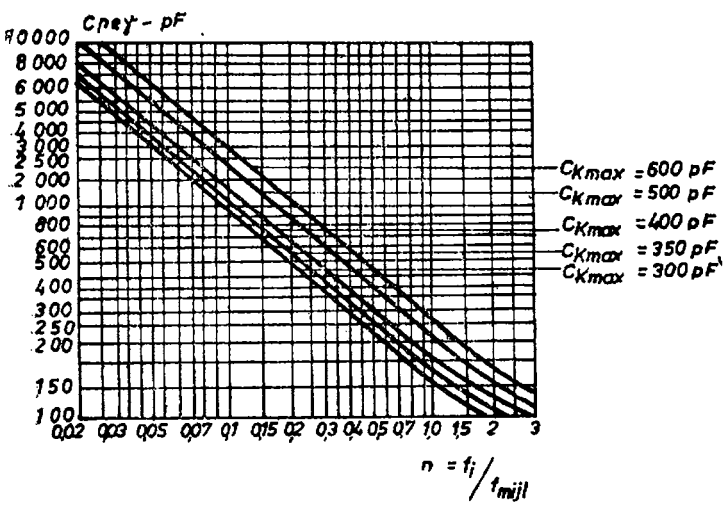


Diagrama 42 pentru determinarea capacității C $\frac{k}{ant}$

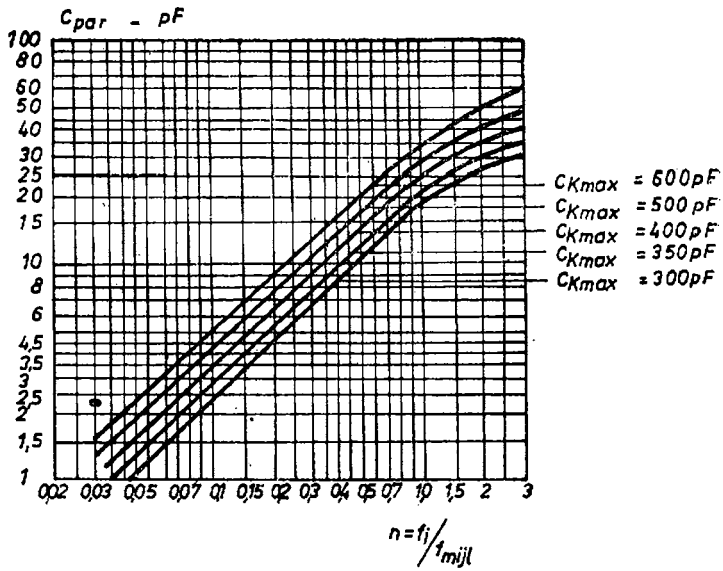


Diagrama 43 pentru determinarea capacității C_{par}

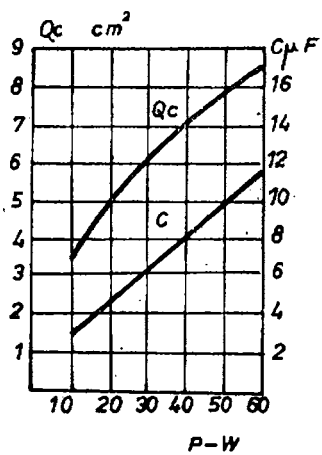
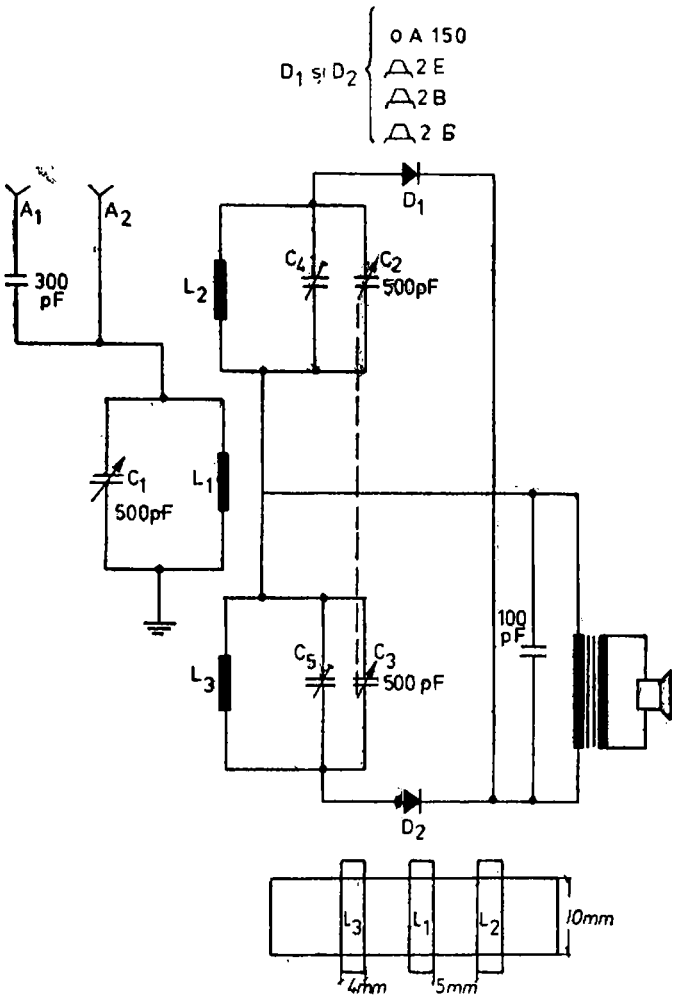
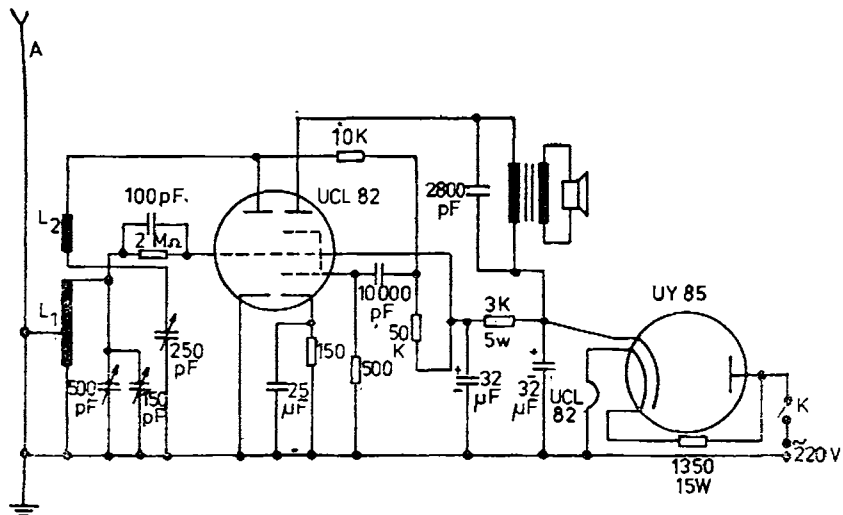


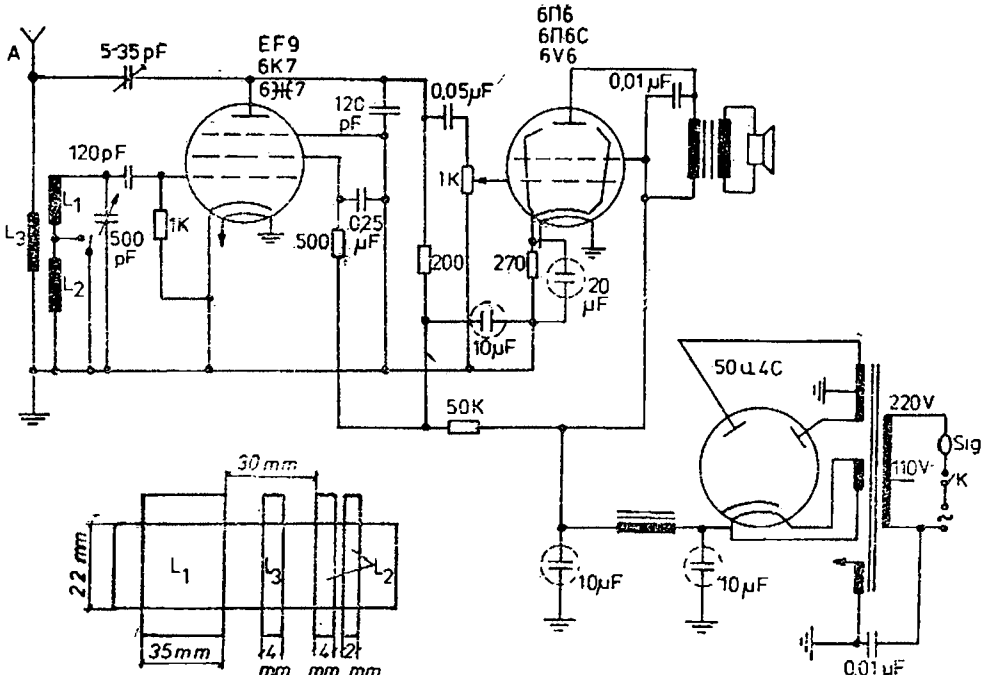
Diagrama 44 pentru determinarea secțiunii miezului Q_c și capacității C


D1 și D2
OA 150
2E
2B
2Б
A1
A2
300 pF
L2
C4
C2
500pF
D1
C1
500pF
L1
100 pF
L3
C5
C3
500 pF
D2
L3
L1
L2
10mm
4mm
5mm

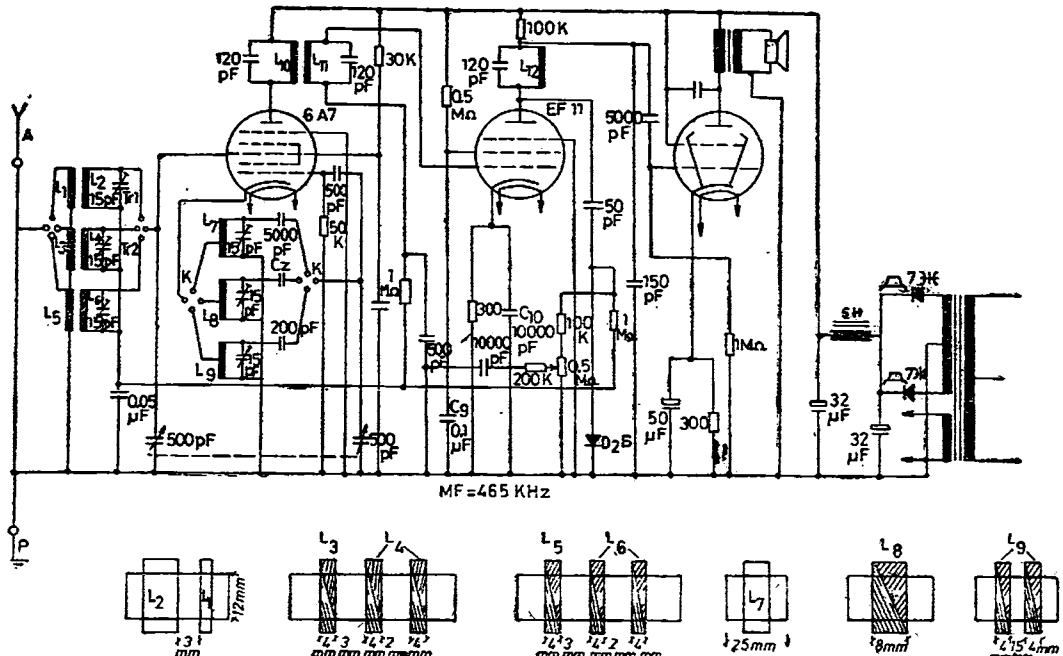
Schema 1


A
10K
100pF.
UCL 82
2800 pF
L2
2 MΩ
L1
10000 pF
50 K
3K
5w
UY 85
250 pF
500 pF
150 pF
150
500
25 µF
32 µF
32 µF
UCL 82
K
220V
1350 15W

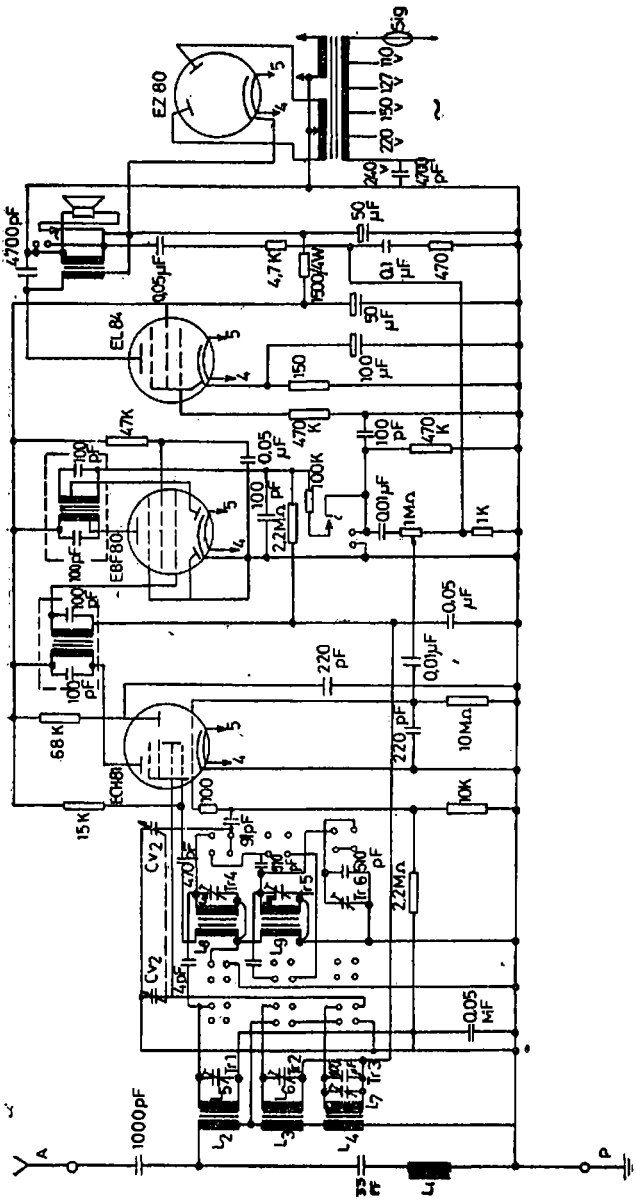
Schema 2


A
5-35pF
EF9
6K7
6Ж7
120 pF
0,05μF
6П6
6П6С
6V6
0,01μF
120pF
L1
L3
L2
500 pF
1K
500
0,25 μF
1K
200
270
20 μF
10μF
50K
50 u 4C
220V
110V
Sig
K
10μF
10μF
0,01μF
30 mm
22 mm
L1
L3
L2
35mm
4 mm
4 mm
2 mm

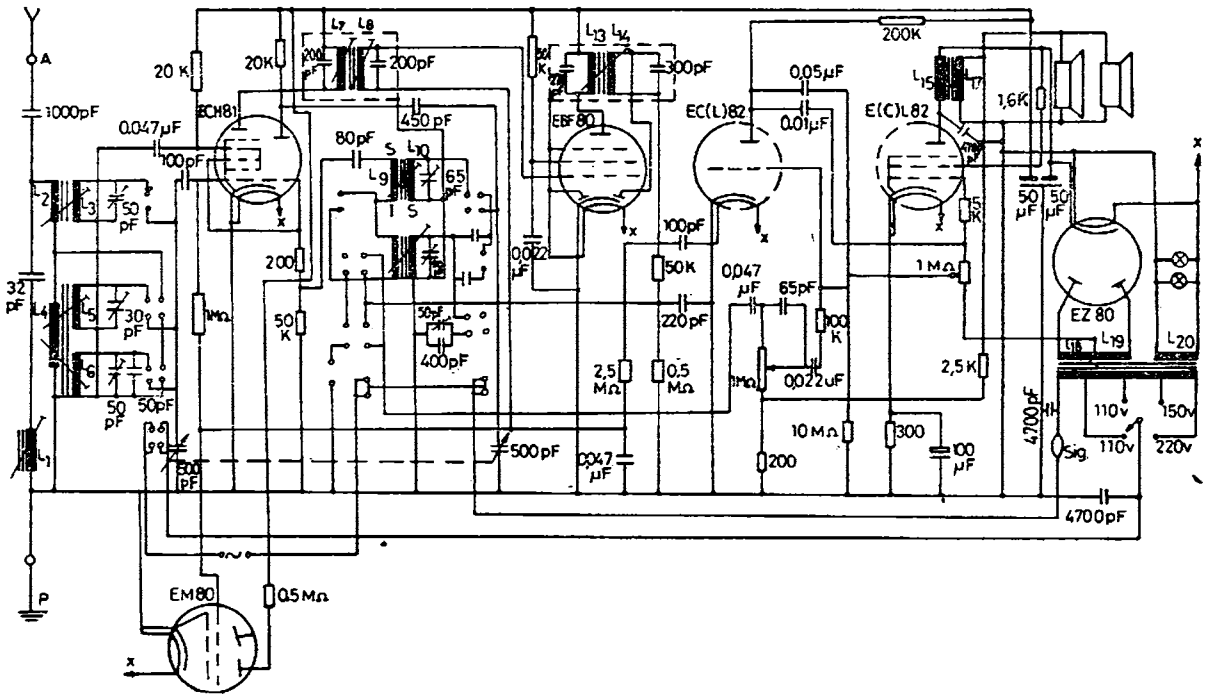
Schema 3


A
P
6 A7
EF 11
100K
120 pF
30K
0.5 MΩ
5000 pF
50 pF
150 pF
1 MΩ
200 pF
500 pF
50 K
300
10000 pF
100 K
200K
1MΩ
0.05 µF
0.1 µF
50 µF
32 µF
7.3K
7K
6H
MF=465 KHz
12mm
25mm
8mm

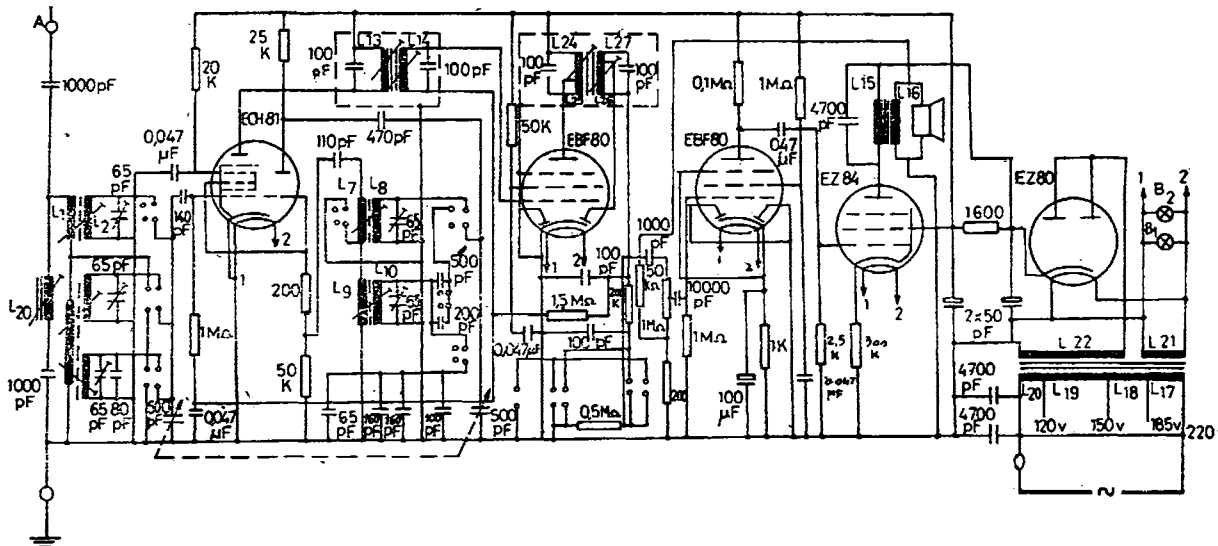
Schema 4


EZ 80
EL 84
EBF 80
ECH 81
Sig
110 V
127 V
150 V
220 V
240 V
4700pF
0,05µF
4,7K
1500/4W
50 µF
0,1 µF
470
150
100 µF
47K
100 pF
0,05 µF
470 K
100K
0,01µF
1MΩ
11K
2,2MΩ
68 K
15K
220 pF
10MΩ
10K
9pF
1000pF
0,05 MF
A
P

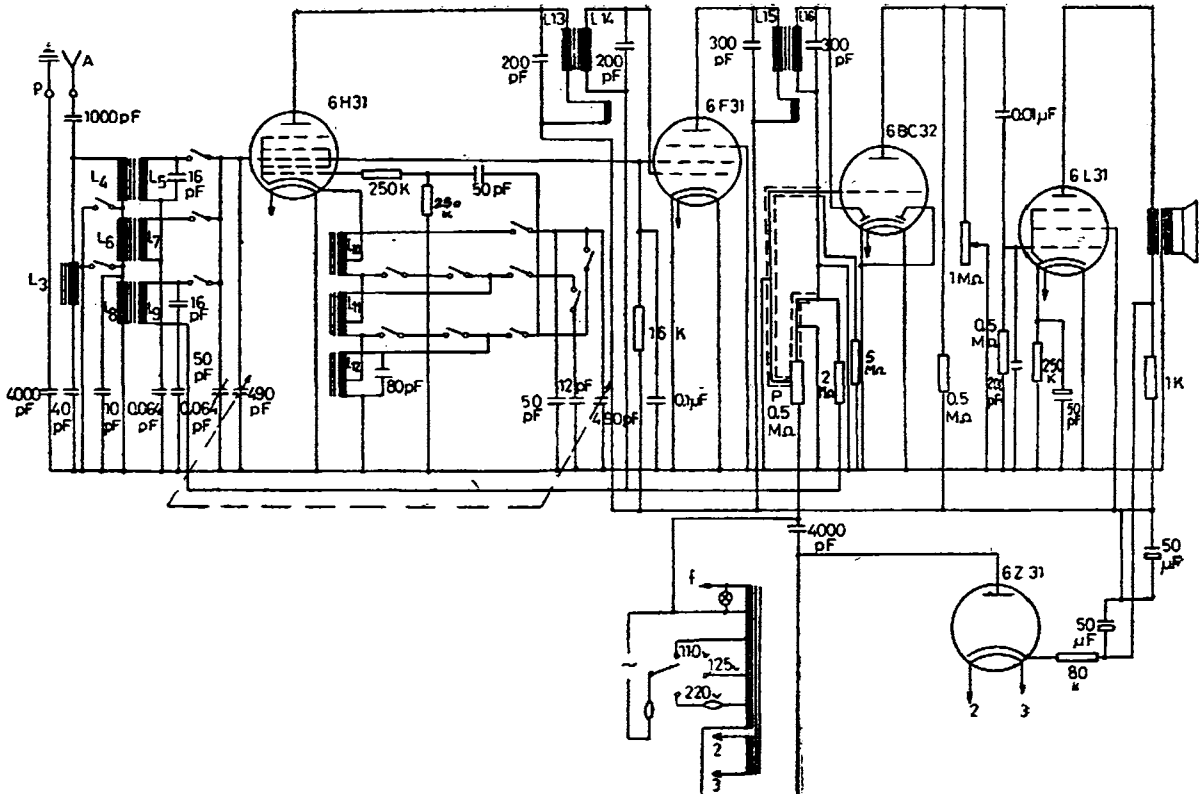
Schema 5


A
P
1000pF
0,047µF
100pF
20 K
20K
ECH81
EM80
0,5 MΩ
EBF 80
EC(L)82
E(C)L82
EZ 80
200K
1,6K
0,05µF
0,01µF
300pF
450 pF
80pF
65 pF
50 pF
30 pF
32 pF
200
50 K
1 MΩ
400pF
500pF
2,5 MΩ
0,5 MΩ
100pF
220pF
0,047 µF
65pF
100 K
0,022µF
10 MΩ
300
200
100 µF
2,5 K
4700pF
110v
150v
220v
Sig.
L1
L2
L3
L4
L5
L6
L7
L8
L9
L10
L13
L14
L15
L17
L18
L19
L20

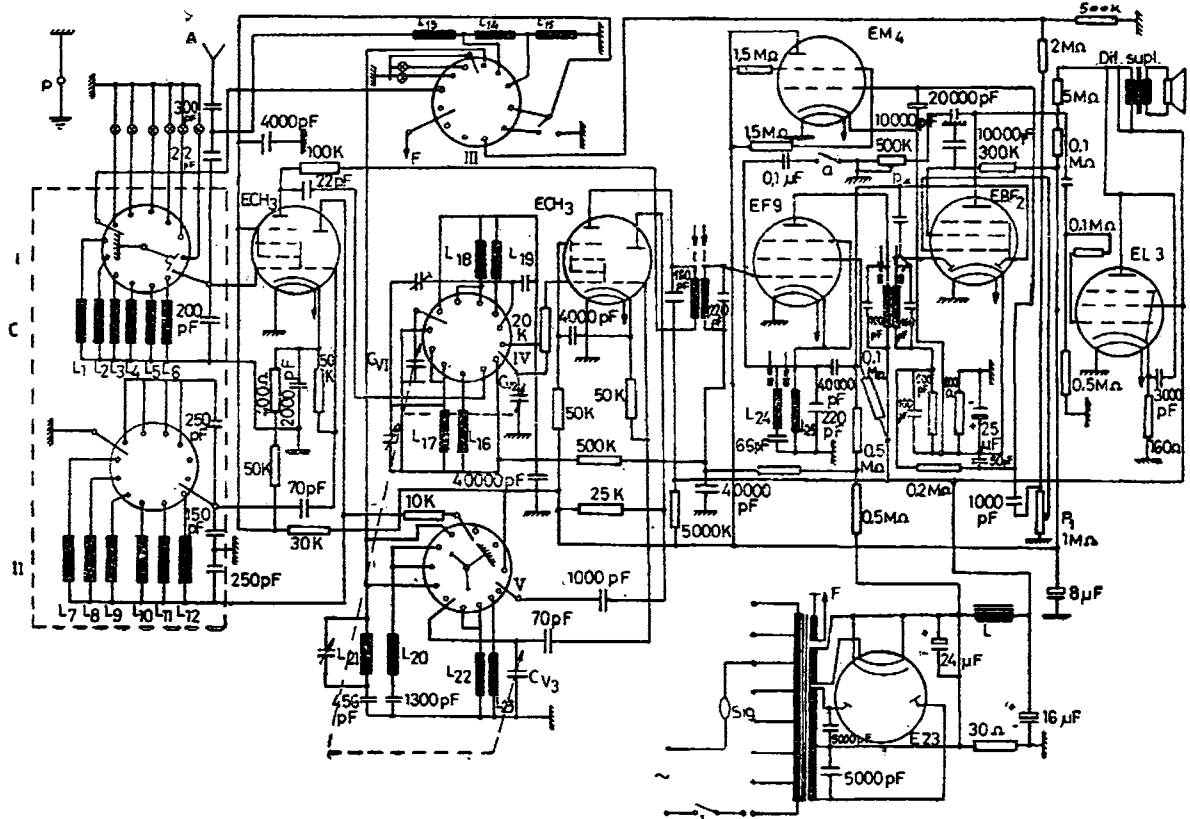
Schema 6


A
1000pF
20 K
25 K
100 pF
100pF
ECH81
0,047 µF
65 pF
110pF
470pF
L7
L8
L10
Lg
200
50 K
1MΩ
500 pF
200 pF
0,047µF
65 pF
80 pF
1000 pF
L24
L27
50K
EBF80
1,5 MΩ
1000 pF
50 kΩ
1MΩ
0,5MΩ
0,1MΩ
1M.Ω
4700 pF
047 µF
EBF80
10000 pF
100 µF
L15
L16
EZ84
1600
EZ80
2×50 pF
4700 pF
4700 pF
L 22
L 21
L20
L19
L18
L17
120v
150v
185v
220
B2
B1

Schema 7


A
P
1000pF
L4
L5
16 pF
L6
L7
L3
L8
L9
16 pF
50 pF
4000 pF
40 pF
10 pF
0.064 pF
0.064 pF
490 pF
6H31
250K
250 K
50pF
80pF
L13
L14
200 pF
200 pF
50 pF
12pF
80pF
16 K
0.1µF
6F31
L15
L16
300 pF
300 pF
6BC32
0.01µF
6L31
1MΩ
0.5 MΩ
0.5 MΩ
P 0.5 MΩ
2 MΩ
5 MΩ
250 K
50 pF
1K
4000 pF
6Z31
50 µF
80 K
50 µF
f
110
125
220
2
3
2
3

Schema 8


A
P
300 pF
212 pF
4000pF
100K
22pF
ECH3
200 pF
L1 L2 L3 L4 L5 L6
250 pF
150 pF
L7 L8 L9 L10 L11 L12
250pF
50K
2000pF
2000pF
70pF
30K
10K
III
F
L13 L14 L15
L18 L19
20 K
IV
CVI
L17 L16
40000pF
50K
50K
500K
25 K
1000 pF
70pF
V
L21 L20
L22
CV3
45G pF
1300pF
EM4
1,5 MΩ
1,5MΩ
0,1 μF
a
20000pF
10000pF
500K
10000pF
300K
EF9
EBF2
0,1 MΩ
0,1MΩ
EL 3
0,1
40000 pF
220 pF
L24
66pF
0,5 MΩ
0,2MΩ
0.5MΩ
3000 pF
160Ω
25 μF
40000 pF
5000K
0,5MΩ
1000 pF
P1 1MΩ
2MΩ
Dif. supl.
5MΩ
5000K
8μF
F
L
24μF
Sig
E23
30Ω
16 μF
5000pF
5000pF

BIBLIOGRAFIE

BĂȘOIU, MUCENIC, BARBU, ENEA **Depanarea aparatelor de radio și televiziune**, Edit. didactică și pedagogică, București, 1969

BOGHIȚOIU, ION C. **Construiți aparate radio**, Edit. Tineretului, București, 1961

BORISOV, V. G. **Tînărul radioamator**, Edit. Energetică, București, 1953

BRUSKIN, V. **Nomograme pentru radioamatori**, Edit. Tehnică, București, 1973

CONSTANTINESCU, STELIAN **Radiotehnică teoretică și practică**, Edit. Tehnică, București, 1961

CONSTANTINESCU, STELIAN și alții **Teoria, construcția și tehnologia aparatelor de radio și televiziune**, Edit. didactică și pedagogică, București, 1964

HARALAMBIE, A. **Construcții radiotehnice pentru radioamatori**, Edit. Tineretului, București, 1964

IONESCU, M. **Construiți aparate radio**, Edit. Tineretului, București, 1956

LEVITIN, E. A. **Radioreceptorul superheterodină**, Edit. Tehnică, București, 1958

MACOVEANU, LIVIU **Aparate de recepție și emisie de unde scurte și ultrascurte**, Edit. Tehnică, București, 1958

OLARIU, O. și alții **Ghidul radioamatorului**, Edit. Uniunii de Cultură Fizică și Sport, București, 1965

SĂVESCU, ANA ; IONESCU, CEZAR **Catalog de tuburi electronice**, Edit. Tehnică, București, 1967

STĂNCIULESCU, GH. **Cartea radioamatorului**, Edit. Sport-Turism, București, 1975

ȘAPIRO, D. N. și alții **Proiectarea radioreceptoarelor**, Edit. Tehnică, București, 1973

TĂNĂSESCU, T. **Manual de tuburi și circuite electronice**, Edit. Academiei, București, 1955

TEODORESCU, VIRGIL **Blocul de unde ultrascurte**, Edit. Tehnică, București, 1968

ZEREBKOV, IVAN P. **Radiotehnică pentru amatori**, Edit. Tehnică, București, 1952

TABLA DE MATERIE

Partea 1

Radioreceptoare cu tuburi electronice

Capitolul 1

Radioreceptoare cu tuburi electronice pentru UL; UM; US

1.1. Caracteristicile principale ale aparatelor de radioreceptie 5
1.2. Tipuri de radioreceptoare 6
1.3. Circuite oscilante 12
1.4. Circuitul oscilant de acord 19
1.5. Calculul inductanţelor 20
1.6. Circuite de intrare 23
1.7. Calculul circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator între antenă şi circuitul acordat pentru UL şi UM . . 40
1.8. Calculul circuitului de intrare cu cuplaj prin transformator între antenă şi circuitul acordat pentru US 47
1.9. Calculul circuitului de intrare cu cuplaj capacitiv între antenă şi circuitul acordat pentru US, UL, UM 48
1.10. Amplificatoare
1.11. Amplificatoare de radiofrecvenţă 54
1.12. Calculul etajului amplificator de radiofrecvenţă cu circuit acordat . 57
1.13. Detectoare . . 61
1.14. Schimbarea de frecvenţă . . 64
1.15. Calculul filtrelor de frecvenţă intermediară . 68
1.16. Calculul amplificatorului de frecvenţă intermediară . . 69
1.17. Amplificatoare de tensiune de audiofrecvenţă cu cuplaj RC 71
1.18. Amplificatoare de audiofrecvenţă cu bobine de şoc sau transformator 74
1.19. Amplificatoare de audiofrecvenţă de putere . 76

1.20. Reacția în amplificatoare 78
1.21. Reglaje în amplificatoare 80
1.22. Controlul automat al amplificatorului — CAA 81
1.23. Calculul regimului de funcționare a etajului final simplu cu pentodă sau tetrodă cu fascicol electronic dirijat 82
1.24. Calculul transformatorului de ieșire pentru un etaj final simplu 88
1.25. Zgomote. Sensibilitatea reală a radioreceptorului . . 97
1.26. Alimentarea cu energie electrică a radioreceptoarelor 94
1.27. Calculul transformatorului de rețea 97
1.28. Calculul bobinelor de șoc ale filtrelor de netezire a pulsațiilor 09
1.29. Redresoare ale tensiunii de rețea 100
1.30. Redresor pentru redresarea ambelor alternanțe cu priză mediană 104
1.31. Montaj în punte pentru redresarea ambelor semialternanțe 105
1.32. Filtre de netezire a pulsațiilor curentului redresat . . . 107
1.33. Condensator montat în circuitul de filament al tuburilor electronice . . . 110
1.34. Blocul de UUS 110

Capitolul 2

Acordarea și alinierea radioreceptoarelor — măsuri în radiotehnică

2 1. Acordarea și alinierea radioreceptoarelor 129
2.2. Stabilizatoare de tensiune . 133
2.3. Măsurări în radiotehnică 135

Capitolul 3

Montaje practice

3.1. Montaje practice 142

Partea a II-a

Radioreceptoare cu tranzistori

Capitolul 1

Calculul circuitului de intrare

1.1. Calculul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat cu cuplaj capacitiv exterior cu antena; cu antenă exterioară în gamele UL și UM 166
1.2. Calculul circuitului de intrare cu un singur circuit acordat, cuplat prin transformator cu antena și cu tranzistorul 169
1.3. Calculul circuitului de intrare cu două circuite acordate 175
1.4. Filtru de rejecție pentru frecvența intermediară 183
1.5. Calculul circuitului de intrare cu antenă de ferită pentru UL și UM 183
1.6. Calculul circuitelor de intrare în gamele de unde scurte cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena prin cuplaj capacitiv exterior 190
1.7. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena prin transformator . 195

1.8. Circuitul de intrare pentru US cu un singur circuit acordat cu antenă magnetică 197
1.9. Circuit de intrare de bandă largă pentru UUS, cu un singur circuit acordat, cuplat cu antena acordată prin transformator 199
1.10 Calculul antenei de ferită 203

Capitolul 2

Calculul amplificatorului de radiofrecvență

2.1. Amplificator aperiodic cu rezistență . 207
2.2 Amplificator rezonant pentru gama UUS 209

Capitolul 3

Calculul etajelor schimbătoare de frecvență

3.1. Calculul alinierii acordului oscilatorului și preselectorului 214
3.2. Calculul oscilatorului și al oscilatorului din schimbătorul de frecvență autooscilant pentru gamele UL; UM; US . . 215
3.3. Calculul etajului de amestec cu o pereche de circuite acordate, cuplate mutual pentru $p_2 = 1$ 217

Capitolul 4

Calculul amplificatorului de frecvență intermediară

4.1. AFI cu un singur circuit acordat 223
4.2. AFI cu două circuite acordate 226

Capitolul 5

Calculul demodulatorului

5.1. Modulator de semnal modulat în frecvență și în fază 229
5.2. Detectorul de raport 232
5.3. Discriminator de fază 234

Capitolul 6

Calculul amplificatorului de audiofrecvență

5.1. Calculul amplificatorului de audiofrecvență de semnal mic, cu cuplaj prin rezistență-capacitate 236
6.2. Calculul amplificatorului prefinal cuplat direct cu etajul final
6.3. Calculul amplificatorului de audiofrecvență: de semnal mare în clasa A cu un tranzistor 240

Capitolul 7

Calculul RAA

7.1. Calculul reglajului automat al amplificării 243

Capitolul 8

Calculul circuitului de alimentare

8.1. Calculul elementelor din circuitele de alimentare ale etajelor din blocul de IF, necuprinse în dispozitivul RAA, în cazul sistemului de alimentare unipolar 250
8.2. Calculul schemei de stabilizare a t.e.m. 254

Capitolul 9

Probleme rezolvate

9.1. Probleme rezolvate 255
ANEXE . . . 291
BIBLIOGRAFIE 352